

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY

A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

BEZDRÁTOVÝ PŘENOS VÝKONU 20 kW

WIRELESS POWER TRANSFER 20 kW

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Radek Tománek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jan Martiš

BRNO 2019

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Radek Tománek

ID: 173765

Ročník: 2

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Bezdrátový přenos výkonu 20 kW

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhněte a dimenzujte silový obvod zařízení, zejména provedte výběr tranzistorů a stanovte maximální praktickou spínací frekvenci (důležité pro návrh cívek).
2. Provedte elektromagnetický návrh cívek - stanovení rozměrů, výpočet činitele vazby, indukčnosti a zkontrolujte praktickou realizovatelnost.
3. Navrhněte schéma zapojení řídicích obvodů měniče a budičů tranzistorů.
4. Navrhněte, vyrobte a osadte desky plošných spojů.
5. Zařízení zkonstruujte a oživte - postačí vysílací část.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

1. Patočka M.: Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice.
2. Novotný V., Vorel P., Patočka M.: Napájení elektronických zařízení (skriptum UREL FEKT VUT)
3. Vorel P., Patočka M.: Průmyslová elektronika (skriptum FEKT UVEE)

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 22.5.2019

Vedoucí práce: Ing. Jan Martiš

Konzultant:

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Práce se zabývá návrhem bezdrátového přenosu výkonu na vzdálenost 600 mm dimenzovaného na 20 kW. Přenos je zajištěn pomocí induktivní vazby rezonančních obvodů s cívkami o průměru 800 mm. Obsahuje popis návrhu a výpočtů jednotlivých částí s uvedením konkrétních hodnot. Zahrnuje také popis a schémata řídicích obvodů.

KLÍČOVÁ SLOVA

bezdrátový přenos výkonu, rezonanční měnič, vázaný rezonanční obvod

ABSTRACT

This thesis deals with the design of wireless power transfer at a distance of 600 mm dimensioned to 20 kW. The transfer is provided by inductive coupling of resonant circuits with 800 mm diameter coils. It contains a description of the design and calculations of individual parts, stating specific values. It also includes description and schematics of control circuits.

KEYWORDS

wireless power transmission, resonant drive, bound resonant circuit

TOMÁNEK, Radek. *Bezdrátový přenos výkonu 20 kW*. Brno, 2019, 77 s. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce: Ing. Jan Martiš

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Bezdrátový přenos výkonu 20 kW“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce panu Ing. Janu Martišovi za odborné vedení, mnoho konzultací, podnětné návrhy k práci a pomoc při uvedení zařízení do provozu. Dále děkuji panu Drahoslavu Doležalovi za praktické rady ke konstrukci.

Brno

.....

podpis autora

Obsah

Úvod	11
1 Typ přenosu	12
1.1 Vazba pomocí magnetického pole	12
1.2 Vazba pomocí elektrického pole	13
1.3 Rezonanční induktivní přenos	15
1.3.1 Paralelní rezonanční obvod	15
1.3.2 Sériový rezonanční obvod	16
2 Popis výkonové části a pomocných obvodů	17
2.1 Koncepce bezdrátového přenosu výkonu	17
2.2 Podrobný popis zapojení výkonové části a pomocných obvodů	18
2.2.1 Připojení k síti	18
2.2.2 Usměrňovač	18
2.2.3 Soft – start	19
2.2.4 Kondenzátory v meziobvodu	19
2.2.5 Střídač	20
2.2.6 Proudový transformátor	20
2.2.7 Vázané rezonanční obvody	20
2.2.8 Přijímací část	20
2.2.9 Napájení řídicích obvodů a ventilátorů	21
3 Návrh a dimenzování výkonových prvků	22
3.1 Definice parametrů	22
3.2 Návrh vázaných rezonančních obvodů	22
3.2.1 Magnetická vodivost	23
3.2.2 Vzájemná indukčnost 2 jednozávitových cívek	24
3.2.3 Činitel vazby	24
3.2.4 Činitel jakosti	25
3.2.5 Napětí na prvcích rezonančního obvodu	25
3.2.6 Počet závitů cívky	25
3.2.7 Kapacita kapacitorů	26
3.2.8 Skutečný rezonanční kmitočet	27
3.2.9 Proud rezonančním obvodem	27
3.2.10 Přenášený výkon	27
3.2.11 Odpor zátěže	27
3.2.12 Dimenzování induktoru	27

3.2.13	Dimenzování kapacitoru	29
3.3	Návrh parametrů výkonového měniče	30
3.3.1	Dimenzování tranzistoru	30
3.3.2	Parametry tranzistoru SKM200GB125D	31
3.3.3	Výpočet ztrát na tranzistoru SKM200GB125D	32
3.3.4	Dimenzování nulových diod	33
3.3.5	Dimenzování vstupního usměrňovače	34
3.3.6	Parametry usměrňovače 60MT120KB	34
3.3.7	Volba chladiče na primární stranu	35
3.3.8	Volba blokovacích kondenzátorů	37
3.3.9	Návrh měřicího proudového transformátoru	40
4	Popis řídicích a budicích obvodů	42
4.1	Koncepce řídicích a budicích obvodů	42
4.2	Podrobný popis zapojení řídicích a budicích obvodů	43
4.2.1	Napájecí část	44
4.2.2	Generátor impulzů	44
4.2.3	Podpěťová ochrana a zpožděné zapnutí	47
4.2.4	Spínač stykače	47
4.2.5	Budič	47
5	Rozbor dosažených výsledků	50
6	Závěr	52
	Literatura	53
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	55
	Seznam příloh	58
A	Přílohy - Řídicí obvody	59
A.1	Obvodové schéma řídicích obvodů	59
A.2	Osazovací plán desky řídicích obvodů - vrchní strana	60
A.3	Osazovací plán desky řídicích obvodů - spodní strana	61
A.4	Předloha desky řídicích obvodů - vrchní strana	62
A.5	Předloha desky řídicích obvodů - spodní strana	63
A.6	Konstrukční výkres řídicích obvodů	64
B	Přílohy - Oddělovač budiče	65
B.1	Obvodové schéma oddělovače budiče	65

C Přílohy - Celkové zapojení	66
C.1 Obvodové schéma celkového zapojení	66
D Přílohy - Konstrukce vysílače	67
D.1 Výkres mechanické sestavy vysílače	67
D.2 Konstrukční výkres boku cívky	68
D.3 Konstrukční výkres základny	69
D.4 Konstrukční výkres klínku	70
D.5 Konstrukční výkres kolečka	71
D.6 Konstrukční výkres osy	72
E Přílohy - Seznam součástek	73
E.1 Seznam součástek řídicích obvodů	73
E.2 Seznam součástek oddělovače budiče	75
E.3 Seznam součástek výkonové části	75
F Použité měřicí přístroje	77

Seznam obrázků

1.1	Blokové schéma bezdrátového přenosu výkonu pomocí induktivní vazby	12
1.2	Blokové schéma bezdrátového přenosu výkonu pomocí kapacitní vazby	14
2.1	Principiální schéma výkonové části bezdrátového přenosu výkonu . . .	17
2.2	Vstupní svorkovnice X1	19
3.1	Uspořádání cívek vázaného rezonančního obvodu	23
3.2	Vybraný kondenzátor DTR 0,06 μ F 6000 V _{DC} 60 A od výrobce DA- WNCAP pro sestavení kapacitorů sériových rezonančních obvodů . . .	30
3.3	Vybraný IGBT modul SEMIKRON SKM 200GB125D	31
3.4	Náhrada VA charakteristiky tranzistoru SKM200GB125DN lomenou přímkou	33
3.5	Vybraný usměrňovací modul International Rectifier 60MT120KB . . .	35
3.6	Vybraný chladič Pada Engineering P6Y200/400/FR po montáži ně- kterých prvků	37
3.7	Vybraný blokovací kondenzátor EPCOS 60 μ F K 800 V _{DC}	38
3.8	Tepelné schéma chlazení IGBT modulů a vstupního usměrňovače . . .	39
4.1	Blokové schéma řídicích a budičích obvodů	42
4.2	Deska plošného spoje s řídicími obvody a primární částí budičů . . .	43
4.3	Časový průběh budičeho signálu a výstupního proudu při proudovém omezení	45
4.4	Detail časového průběhu budičeho signálu, výstupního napětí větve A a výstupního proudu při proudovém omezení	46
4.5	Detail časového průběhu budičeho signálu, výstupního napětí větve A a výstupního proudu při zapínacím a vypínacím ději	49
5.1	Celková fotografie konstrukce bezdrátového přenosu výkonu	50
5.2	Detailní fotografie konstrukce měniče na primární straně	51
5.3	Ukázka bezdrátového přenosu výkonu na vzdálenost 600 mm napáje- ného z jednofázové sítě a zatíženého žárovkami s příkonem 1,84 kW .	51

Seznam tabulek

E.1	Seznam součástek modulu ŘÍDICÍ OBVODY	73
E.2	Seznam součástek modulu ODDĚLOVAČ BUDIČE	75
E.3	Seznam součástek pro CELKOVÉ ZAPOJENÍ	75
F.1	Použité přístroje při měření parametrů uvedených v této práci	77

Úvod

Vzhledem k rychlému rozvoji elektromobility se zvyšují nároky i na dobíjení jejich akumulátorů. Vedle snižování doby nabíjení, a tedy zvyšování nabíjecího výkonu, je snahou také umožnit snadné dobíjení i během krátkých zastavení (např. před křižovatkou nebo pro elektrobusy na zastávce). V neposlední řadě se řeší i komfort pro obsluhu.

Tyto faktory vedou k vývoji nabíječek s bezdrátovým přenosem výkonu, které umožní nabíjení velkým výkonem s vysokou účinností. Snahou mnoha vývojářů je navrhnout i řešení, které by umožňovalo efektivní nabíjení za jízdy. S postupem elektrických pohonů s akumulátorovým napájením do prostředků hromadné dopravy a nákladních automobilů roste i požadavek na přenášenou vzdálenost.

V této práci se zmíním o některých možnostech bezdrátového přenosu výkonu. Hlavní částí však je návrh a konstrukce bezdrátového přenosu výkonu 20 kW na vzdálenost 600 mm, který by svými parametry mohl být základem pro bezdrátovou nabíjecí stanici. Konstrukčním řešením je však navržen pro experimentální provoz v laboratorních podmínkách.

1 Typ přenosu

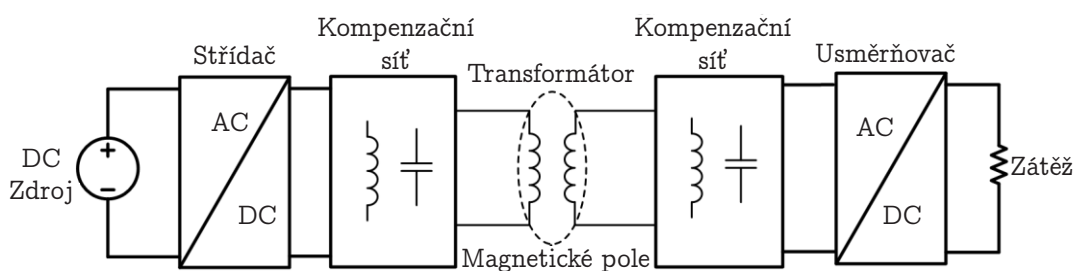
Omezím se zde pouze na bezdrátové bezkontaktní přenosy energie, neboť za bezdrátový, ale kontaktní přenos energie lze považovat např. i soustrojí motoru a generátoru spojeného hřídelí nebo jiné mechanické systémy (hydraulické), které jsou schopny přenášet bez galvanické vazby velké výkony, avšak nejedná se o bezkontaktní přenos energie.

Pro efektivní přenos elektrické energie velkých výkonů je kromě přímého galvanického spojení možné využít vazbu pomocí elektrického nebo magnetického pole.

1.1 Vazba pomocí magnetického pole

Pomocí magnetické vazby je možné praktické přenášení velkých výkonů s vysokou účinností, díky čemuž se magnetická vazba využívá v komerčních produktech na přenos energie.

Z důvodu snížení ztrát není vhodné vytvořit přenos pouze jako vzduchový transformátor s odporovou zátěží, protože by vlivem rozptylu a magnetizace tekla polovodičovým měničem velký jalový proud, který by sice nepřenášel činný výkon, ale zatěžoval by polovodičový měnič. Výhodné uspořádání je vázaný rezonanční obvod, neboť v rezonanci se jalový výkon přenáší pouze mezi induktory a kapacitory. Vázaný rezonanční obvod pak pro polovodičový měnič představuje čistě odporovou zátěž a ztráty způsobené jalovým výkonem se tedy omezí pouze na rezonanční obvod.



Obr. 1.1: Blokové schéma bezdrátového přenosu výkonu pomocí induktivní vazby [1]

Blokové schéma bezdrátového přenosu výkonu induktivní vazbou je na obrázku 1.1. Ze stejnosměrného zdroje je napájen střídač, který dodává výkon s kmitočtem napětí rovným rezonančnímu kmitočtu vázaného rezonančního obvodu. Kompenzační síť pro vzduchový transformátor může v nejjednodušším případě představovat pouze kondenzátor, a to za předpokladu, že na pracovním kmitočtu nebude

reaktance parazitní kapacity představovat nezanedbatelnou složku impedance. Pro získání stejnosměrného proudu na sekundární straně bezdrátového přenosu je před zátěží zařazen usměrňovač.

Nevýhodou však je, že magnetická vazba je zdrojem silného elektromagnetického rušení, protože se jedná o výkonový vysílač. Vyzářené magnetické pole je však dominantní pouze na rezonančním kmitočtu vázaného rezonančního obvodu a nemá příliš velký dosah. V blízkosti vázaného rezonančního obvodu není možné vytvořit elektromagnetické stínění, protože by ve stínění vznikly velké ztráty vlivem indukovaných vířivých proudů v elektricky vodivých materiálech a vlivem magnetizace ve feromagnetických materiálech. Tento problém by vznikl i při neúmyslném stínění, a to jen přiblížením elektricky vodivého nebo feromagnetického materiálu, který by byl zahříván stejným principem jako se využívá u indukčního ohřevu. To může způsobit nejenom poškození např. blízkých elektronických zařízení, ale také jiné předměty, které budou nadměrně zahřáty a budou následně poškozeny tepelnými účinky.

Ze stejného důvodu nemůžou být cívky s feromagnetickým jádrem. I kdyby bylo dělené, což by umožnilo bezkontaktní vazbu, tak by velké vířivé a hysterezní ztráty znemožňovaly efektivní přenos výkonu.

Výrazným omezením této vazby je i nutnost mít přijímací a vysílací cívky uspořádané vzájemně souose, neboť při vychylování os nebo jejich vzájemné úhlové natáčení vede ke snižování činitele vazby k mezi cívkami.

1.2 Vazba pomocí elektrického pole

Vazbu pomocí elektrického pole ovlivňuje plocha vzájemně se překrývajících částí elektrod, vzdálenost elektrod a dielektrikum mezi elektrodami, což plyne ze známého vztahu pro výpočet kapacity rovinného deskového kondenzátoru za předpokladu homogenního rozložení elektrického pole [1.1](#).

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \frac{S}{l} \quad (1.1)$$

kde:

C [F]	je kapacita rovinného deskového kondenzátoru
ε_0 [—]	je permitivita vakua - konstanta
ε_r [F · m ⁻¹]	je relativní permitivita
S [m ²]	je překrývající se plocha elektrod
l [m]	je vzdálenost elektrod

Kapacitorem bude protékat proud daný vztahem 1.2, z čehož plyne, že pro dosažení velkého proudu kapacitou je zapotřebí velká kapacita a velká změna napětí v krátkém čase.

Ze vztahu 1.1 je ale patrné, že kapacita nelze vytvořit příliš velká. Relativní permitivita je dána prostředím, což je typicky vzduch, jehož relativní permitivita se blíží 1. Vzdálenost elektrod je určena konstrukčním řešením vazby a překrývající se plochu elektrod lze zvyšovat jen omezeně rozměry zařízení. V případě elektromobilu by byla minimální vzdálenost daná výškou podvozku nad zemí a plocha desky kondenzátoru omezena plochou podvozku.

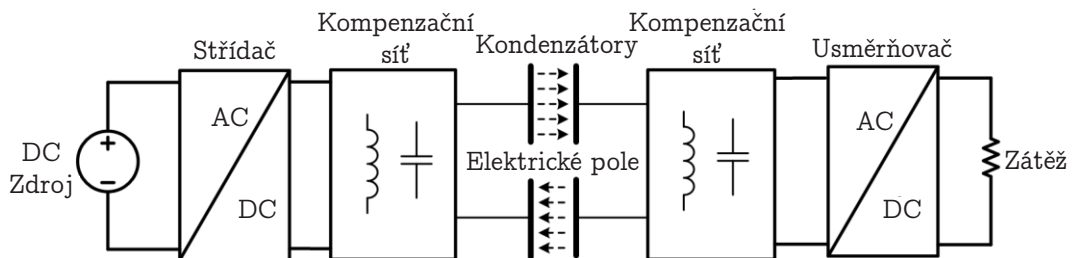
Pro dosažení potřebného přenášeného výkonu by tedy bylo nutné kapacitní vazbu napájet velkým napětím a v případě sinusového průběhu také velkým kmitočtem. Pro snížení napětí na polovodičovém střídači a usměrňovači sekundární strany je výhodné vytvoření rezonančního obvodu. To ale neodstraní problém s vysokým napětím na induktorech a vazebních kapacitorech. Kmitočet je omezen vlastnostmi výkonových polovodičových prvků ve střídači a usměrňovači.

$$i_c(t) = C \cdot \frac{du(t)}{dt} \quad (1.2)$$

kde:

- i_c [A] je proud kondenzátorem
- C [F] je kapacita kondenzátoru
- u [V] je napětí na kondenzátoru
- t [s] je čas

Z uvedených vlastností vyplývá omezení možného přenášeného výkonu. Praktické použití je možné při přenosu do řádu jednotek kW, což je výrazně méně, než možnosti vazby pomocí magnetického pole.



Obr. 1.2: Blokové schéma bezdrátového přenosu výkonu pomocí kapacitní vazby [1]

Velkou výhodou této vazby ale je fakt, že není nutné zajišťovat přesnou polohu vysílače a přijímače vůči sobě jako u induktivní vazby, kde je žádoucí sousost vinutí

cívek. Za předpokladu, že jedna elektroda (například zdroje) bude výrazně větší než elektroda druhá (např. spotřebiče), je vazba téměř nezávislá na místě, kde se elektrody překrývají (za předpokladu zachování stejné plochy překrytí). Možnost změny polohy je však omezen nutností využití pro vazbu dvou samostatných kapacitorů, což je patrné z blokového schématu bezdrátového přenosu s kapacitní vazbou 1.2. V případě, že jsou desky obou kapacitorů v jedné rovině, tak je možný hlavní pohyb pouze v jednom směru, což však pro dobíjení elektrických vozidel postačuje.

Výhodou jsou nízké ztráty v okolních materiálech a pro malé výkony lze tento typ bezdrátového přenosu vyrábět levně i díky snadné výrobě elektrod v sériové výrobě oproti vinutím vazebních cívek.

[1, 9, 3]

1.3 Rezonanční induktivní přenos

V této práci je použita vazba pomocí magnetického pole. Ze stejnosměrného meziobvodu tvořeného kondenzátory nabíjenými z usměrněné třífázové sítě je napájen tranzistorový střídač tvořený plným H můstkem z IGBT. Ten je zatěžován vázaným sériovým rezonančním obvodem, na jehož sekundární straně je usměrňovač a odpořová zátěž. Důvod použití rezonančního obvodu byl uveden v sekci 1.1.

1.3.1 Paralelní rezonanční obvod

Paralelní rezonanční obvod má v rezonanci maximální impedanci a ze zdroje je tedy dodáván při rezonančním kmitočtu nejmenší proud oproti napájení rezonančního obvodu o jiném kmitočtu. Induktorem a kapacitorem však protéká proud Q krát větší, přičemž Q označuje činitel jakosti rezonančního obvodu. V praxi však nelze za normálních podmínek vyrobit induktor s čistě induktivním charakterem. Induktor je často navinut měděným vodičem, který má nezanedbatelný odpor vůči reaktanci vinutí. Na odporu vinutí vznikají ztráty dané vztahem 1.3, z čehož plyne, že pokud bude proud vinutím Q krát větší, ztráty na vinutí pak budou Q^2 krát větší.

$$P_{Cu} = R_{Cu} \cdot I_L^2 \quad (1.3)$$

kde:

P_{Cu} [W] je ztrátový výkon na odporu vinutí induktoru

R_{Cu} [Ω] je odpor vinutí induktoru

I_L [A] je efektivní hodnota proudu induktorem

Rovněž tak vznikají ztráty v kondenzátoru, které lze určit jako ztráty na sériovém ztrátovém odporu R_s , který je protékán proudem I_C . Sériový ztrátový odpor R_s sice

není u kondenzátorů běžně udáván, ale lze jej dopočítat pro pracovní kmitočet ω ze ztrátového činitele $\tan \delta$ dle vztahu 1.4.

$$R_s = \frac{\tan \delta}{\omega \cdot C} \quad (1.4)$$

kde:

R_s	$[\Omega]$	je sériový ztrátový odpor kondenzátoru
$\tan \delta$	$[-]$	je ztrátový činitel
ω	$[\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}]$	je úhlový kmitočet
C	$[\text{F}]$	je kapacita kondenzátoru

Aby se dosáhlo velkého činitele jakosti, je nutné napájet rezonanční obvod ze zdroje s velkým vnitřním odporem. Z toho plyne požadavek na napájení zdrojem střídavého proudu s maximálním vnitřním, svodovým, odporem.

1.3.2 Sériový rezonanční obvod

Sériový rezonanční obvod má v rezonanci minimální impedanci a ze zdroje je tedy dodáván při rezonančním kmitočtu největší proud oproti napájení rezonančního obvodu o jiném kmitočtu. Induktorem a kapacitorem protéká stejný proud, jako napájecím zdrojem. Na induktoru a kapacitoru je ale Q krát větší napětí, než na napájecím zdroji.

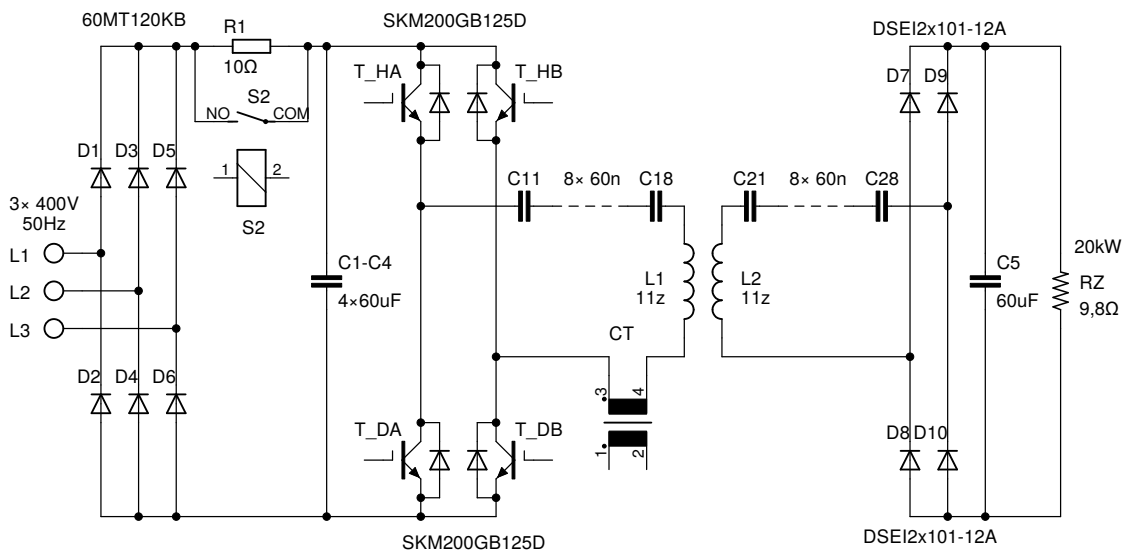
U sériového rezonančního obvodu se naopak dosáhne velkého činitele jakosti, je-li rezonanční obvod napájen ze zdroje s malým vnitřním odporem, což má zdroj střídavého napětí s minimálním vnitřním, sériovým, odporem.

Napájecí napětí je omezeno napětím usměrněné třífázové rozvodné sítě. Maximální proud je dán jištěním třífázové přípojky, které by mělo být optimalizováno pro daný příkon bezdrátového přenosu. Při dosažení zanedbatelně malé svodové vodivosti na cívce nebudou ztráty na induktoru závislé na jeho pracovním napětí. Zvýšením napětí na induktoru Q krát, oproti napětí na induktoru paralelního rezonančního obvodu, se nezvýší ztráty na induktoru. Vzhledem k tomu, že v paralelním rezonančním obvodu protéká induktorem Q krát větší proud, oproti sériovému rezonančnímu obvodu, budou ztráty na induktoru v sériovém rezonančním obvodu Q^2 krát menší. [10]

2 Popis výkonové části a pomocných obvodů

2.1 Koncepce bezdrátového přenosu výkonu

Bezdrátový přenos výkonu bude napájen z třífázové rozvodné sítě o jmenovitém sdruženém napětí $3 \times 400 \text{ V}$, 50 Hz , přičemž na sekundární straně, tedy přijímací, bude při jmenovitých hodnotách napájecího napětí a definované vzdálenosti výkon alespoň 20 kW . Principiální schéma výkonové části je na obrázku 2.1.



Obr. 2.1: Principiální schéma výkonové části bezdrátového přenosu výkonu

Trojfázová síť je usměrněna šestipulzním usměrňovačem 60MT120KB. Aby nedošlo po připojení zařízení k síti k velkému proudovému nárazu při nabíjení kondenzátorů a následnému velkému napětovému překmitu vlivem indukčnosti sítě, je za usměrňovačem zařazen výkonový rezistor. Ten není dimenzován na trvalé zatížení, ale pouze na nabití kapacitního filtru. Po pětinasobku časové konstanty RC filtru je rezistor přemostěn stykačem a až poté je s přibližně 200 ms zpožděním sepnut výkonový měnič.

Blokovací kondenzátory C1 až C4 slouží k zamezení vzniku nepřipustných napětových překmitů na tranzistorových spínačích během přepínacích dějů. Jejich kapacita byla navržena tak, aby potlačily i překmitu napětí v síti vzniklé náhlou změnou odebíraného proudu, který na parazitní indukčnosti vedení může vyvolat velké napětové špičky.

Samotné vyfiltrování zvlnění usměrněné sítě není zapotřebí, protože šestipulzním usměrněním třífázové sítě vznikne stejnosměrné napětí zvlnění o pouhých $13,4\%$ špička-špička, což plně postačuje pro napájení střídače. Přenášené napětí tedy bude

modulované zvlněním napětí stejnosměrného meziobvodu, ale zajistí se tak větší, čili lepší, účinník odebíraného výkonu ze sítě.

Kapacitní filtr je složen ze 4 bezindukčních svitkových kondenzátorů umístěných co nejblíže k jednotlivým tranzistorovým větvím H můstku, což potlačuje překmity na stejnosměrném meziobvodu vlivem vypnutí tranzistorů.

Ze stejnosměrného meziobvodu bude napájen tranzistorový střídač tvořený plným H můstkem ze 4 IGBT a nulových diod. Tranzistory budou přepínány v nule protékaného proudu, čímž se minimalizují přepínací ztráty na polovodičových prvcích. To umožňuje rezonanční zátěž střídače, které přirozeně klesá proud k nule.

Samotný vázaný rezonanční obvod bude tvořen dvojicí vázaných cívek se sériovými kondenzátory jak na primární, tak i na sekundární straně. Zatímco na primární straně je rezonanční obvod napájen tranzistorovým střídačem, sekundární strana shodného rezonančního obvodu bude zatěžována můstkovým usměrňovačem, ze kterého bude odebírán stejnosměrný proud.

2.2 Podrobný popis zapojení výkonové části a pomocných obvodů

Kompletní schéma bezdrátového přenosu je v příloze CELKOVÉ ZAPOJENÍ -SCH C.1 a seznam použitých součástek zakreslených v tomto schématu je v příloze E.3.

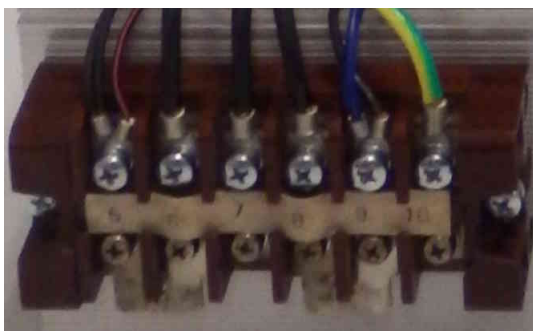
2.2.1 Připojení k síti

Bezdrátový přenos se připojuje na rozvodnou síť $3 \times 400 \text{ V}$, 50 Hz pomocí pětižilového kabelu zakončeného standardní pětipólovou vidlicí do 32 A. Kabel je připojen přes trojpólový vypínač S1 na vstupní svorkovnici X1. Pořadí vodičů na této svorkovnici je takto zvoleno s ohledem na snadnost přepojení na jednofázové napájení, kdy pak stačí propojit svorku 8 a 9., jak ne vidět na obrázku 2.2. Spojená svorka 5 a 6 se poté připojí na fázový vodič, spojená svorka 8 a 9 je určena pro nulový vodič a svorka 10 zůstane zachována pro vodič uzemnění.

Naopak při rozpojení obou propojů je možné jednofázové pomocné obvody napájet samostatně z jednofázové sítě přes svorky 5 a 9. Výkonová část se pak napájí jednofázově nebo třífázově přes svorky 6, 7 a 8.

2.2.2 Usměrňovač

Tři fáze jsou vedeny na vstupní usměrňovač typu 60MT120KB, který je ve schématu znázorněn šesti diodami D1 až D6. Postup výpočtu dimenzování a výběru konkrétního typu usměrňovače je stejně jako výběr ostatních výkonových prvků podrobně



Obr. 2.2: Vstupní svorkovnice X1

popsán v kapitole 3. Zde se tím už tedy nebudu zabývat.

2.2.3 Soft – start

Rezistor soft-startu R1 je drátového typu o jmenovitém výkonu 20 W. Ten je během zapínání přemostěn čtyřmi paralelně spojenými kontakty stykače S2, jak bylo zmíněno v sekci 2.1. Tento stykač je po uplynutí časového zpoždění trvale sepnut a k jeho vypnutí dojde až po vypnutí vypínače S1. Stykač tedy bude vypínat vždy bezvýkonnostně, z čehož je zřejmé, že by se během vypínání neměly opalovat jeho kontakty.

Zároveň není třeba osazovat přes jeho cívku RC člen, neboť proud cívky během odpadu se může uzavírat přes vstupní usměrňovač napájecího zdroje PS1 nebo přes vstupní usměrňovač, rezistor R1 a kondenzátory C1 až C4 ve stejnosměrném meziobvodu, čímž dojde k rychlému poklesu proudu v cívkě stykače. Jeho spínání zajišťuje relé RL1 podle schématu v příloze ŘÍDICÍ OBVODY -SCH A.1. Jeho ovládání je popsáno v sekci 4.2.4. Během vypínání stykače však bude relé RL1 ještě sepnuto, protože relé RL1 je napájeno ze spínaného zdroje PS1, který svými akumulacími prvky spolu s kondenzátory v řídicích obvodech zajistí jeho napájení i během krátké doby bezprostředně po vypnutí vypínače S1.

2.2.4 Kondenzátory v meziobvodu

Přes kondenzátory C1 až C4 ve stejnosměrném meziobvodu je paralelně připojená rezistor R2 který slouží pro jejich vybití. Zánikem napětí v meziobvodu se zajistí i vybití kondenzátorů rezonančního obvodu vysílací strany C11 až C18 přes nulové diody IGBT. Po vypnutí tedy bude součet napětí na všech kondenzátorech C11 až C18 klesat k nule. V případě vzniku malých rozdílných ustálených napětí v kondenzátorech vlivem vnitřních nelineárních dějů sice nedojde k vybití každého kondenzátoru přesně na nulovou hodnotu, případná malá stejnosměrná složka ale

některak neovlivní následný chod zařízení, neboť kondenzátory jsou svým maximálním stejnosměrným napětím dostatečně předimenzovány. V součtu bude na kondenzátorech téměř nulová hodnota, takže nehrozí úraz elektrickým proudem po vypnutí zařízení.

Kondenzátor C6 slouží pro svedení rušivých proudů do země, aby tyto proudy netekly přes oddělovací transformátory do řídicích obvodů nebo přes měřicí přístroje během testování. Byla zvolena hodnota 56 nF na napětí 1500 V. Je to kondenzátor TESLA TC343 a jedná se o polypropylénový impulzní kondenzátor v bezindukčním provedení. [19]

2.2.5 Střídač

Řídicí elektrody a emitory IGBT jsou připojeny k sekundárním částem budičů. Budič signály pro každý tranzistor jsou vzájemně galvanicky odděleny a jejich spojení je vytvořeno až připojením samotných IGBT do obvodu. Popis oddělovače budiče je v kapitole 4.2.5 a jeho zapojení je na samostatném schématu v příloze ODDĚLOVAČ BUDIČE -SCH B.1. Tyto oddělovače jsou ve střídači dva, zcela shodné. Primární vinutí oddělovacích transformátorů jsou vedeny stíněným kabelem až ke konektorům K1 a K2 na desce řídicích obvodů.

2.2.6 Proudový transformátor

Proudový transformátor byl rozdělen na dva. Transformátor TR3 má převodový poměr 1 z : 10 z a transformátor TR4 má převodový poměr 1 z : 48 z. Sekundární vinutí transformátoru TR4 je připojeno přes konektor K4 na desku řídicích obvodů. Podrobný popis návrhu proudových transformátorů je v kapitole 3.3.9.

2.2.7 Vázané rezonanční obvody

Primární i sekundární rezonanční obvod je zcela identický. Sériová kombinace kondenzátorů je rozdělena na dvě čtveřice, což je výhodné jednak z konstrukčního hlediska a zároveň se tím sníží napětí na koncích kondenzátorových skupin oproti zemi.

2.2.8 Přijímací část

Sekundární rezonanční obvod je zatížen můstkovým usměrňovačem složeným z diod DSEI2x101-12A, které jsou umístěny na samostatném chladiči. Pro vyfiltrování vysokofrekvenčního zvlnění slouží kondenzátor C5.

Vzhledem k tomu, že se napětí na zátěži mění v závislosti na vzdálenosti cívek, jejich vzájemného natočení nebo i při změně proudového omezení, tak byl na stejnosměrnou stranu doplněn voltmetr, aby nebyla zátěž přetížena. Protože při nouzovém provozu na jednofázové síti (s menším přenášeným výkonem) je přenášené napětí modulované zvlněním 100 Hz, kdy amplituda napětí klesá až k nule, byl zvolen voltmetr s feromagnetickou soustavou. Výhodou použitého voltmetru pro tento účel je nezávislost na vnějším napájení, poměrně vysoká odolnost vůči rušení elektromagnetickým polem, skutečnost, že měří přímo efektivní hodnotu napětí a snadnost pozorování výkyvů napětí i při pohledu z dálky. Pro přizpůsobení jeho napěťového rozsahu k němu byl připojen předřadník z rezistoru R3.

Na výstupní svorky by měla být připojena zátěž o odporu $9,8\ \Omega$, což je hodnota vypočtená pro dosažení optimálního pracovního bodu.

2.2.9 Napájení řídicích obvodů a ventilátorů

Pro jejich napájení je zde spínaný zdroj typu MEAN WELL EPS-65-15-C, který je napájen jednofázově z 230 V, 50 Hz. Zdroj má na výstupu stejnosměrné napětí 15 V, 65 W a je galvanicky oddělený. Stejnosměrné napětí je vedeno z konektoru zdroje K6 na konektor desky řídicích obvodů K3. Na desce řídicích obvodů je jeho záporný pól uzemněn přes distanční sloupek k výkonovému chladiči.

Pro zajištění trvalého proudění vzduchu chladičem a okolo desky řídicích obvodů, jsou zde také připojeny dva ventilátory se střídavými jednofázovými asynchronními motorky.

3 Návrh a dimenzování výkonových prvků

3.1 Definice parametrů

Zadané a předpokládané hodnoty jsou:

$a = 0,4 \text{ m}$	poloměr cívky
$b = 37 \text{ mm}$	poloměr řezu svazku vinutí
$d = 0,674 \text{ m}$	vzdálenost středů cívek
$P_z = 24 \text{ kW}$	požadovaný přenášený výkon
$f = 140 \text{ kHz}$	požadovaný pracovní kmitočet
$U_{in} = 540 \text{ V}$	napájecí stejnosměrné napětí střídače
$U_{out} = 540 \text{ V}$	požadované stejnosměrné napětí na zátěži

Uvažované dlouhodobé maximální napětí na stejnosměrném meziobvodu pak je

$$U_{dmax} = 1,1 \cdot 400 \cdot \sqrt{2} = 622 \text{ V}$$

Použité konstanty:

π	Ludolfovo číslo
$\mu = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H} \cdot \text{m}^{-1}$	permeabilita vzduchu (uvažuji $\mu_r = 1$)
$\rho_{Cu} = 16,9 \text{ m}\Omega \cdot \text{mm}^2 \cdot \text{m}^{-1}$	rezistivita mědi

Protože je snahou navrhnout bezdrátový přenos výkonu 20 kW na vzdálenost 600 mm, uvažuji vzdálenost středů cívek o dvojnásobek poloměru řezu svazkem vinutí delší, než je požadovaná rozteč cívek, což je patrné z obrázku 3.1.

Aby bylo možné na sekundární straně dodávat do zátěže při jmenovitých parametrech požadovaný výkon 20 kW, určím pro návrh počtu závitů cívek výkon navýšený o očekávané ztráty. Pro očekávanou účinnost přenosu $80 \div 85 \%$ volím navýšení výkonu o 4 kW, tedy na 24 kW.

3.2 Návrh vázaných rezonančních obvodů

Podrobné odvození a vysvětlení návrhu výkonových vázaných rezonančních obvodů je v [3]. Já zde tedy nebudu odvozovat jednotlivé vztahy, ale pouze je využiji pro určení konkrétních hodnot.

Pro zadané parametry je potřebné určit indukčnost vazebních cívek.

$$L = N^2 \cdot \lambda \quad (3.1)$$

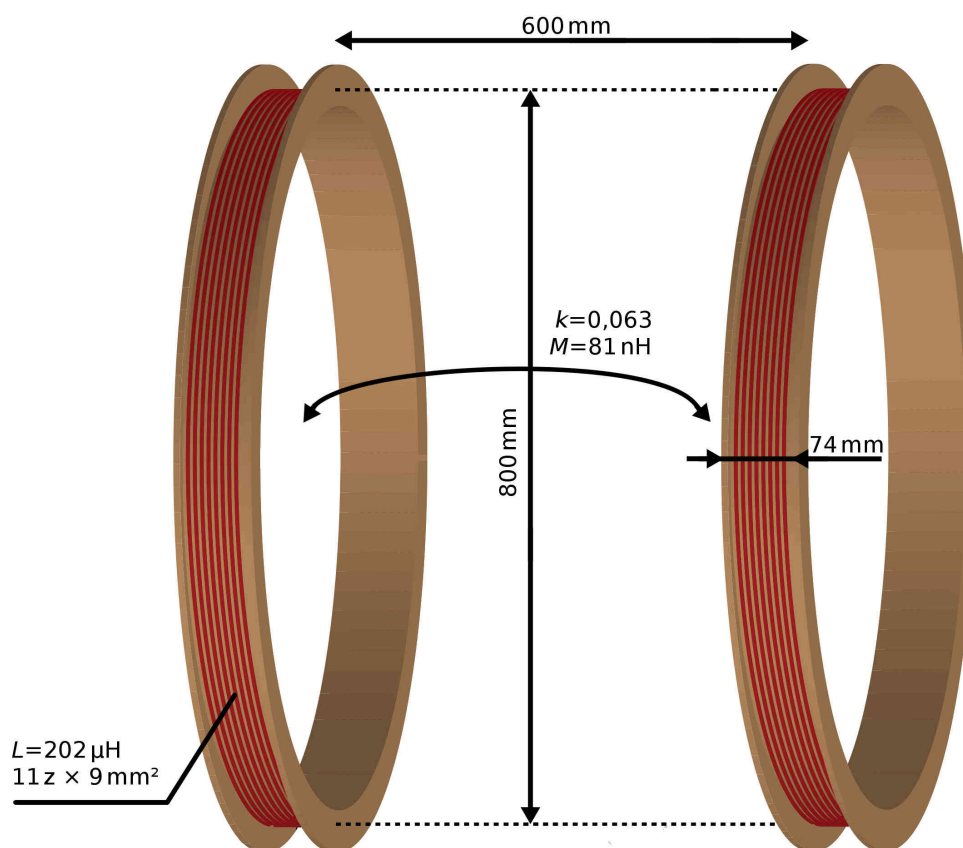
kde:

L [H] je celková indukčnost cívky

N [–] je počet závitů

λ [H] je celková magnetická vodivost cívky

Celková magnetická vodivost se určí z rozměrů cívek, jejich vzájemného uspořádání a vlastností prostředí (jeho permeability μ). Počet závitů N se určí z podmínky pro optimální zatěžovací odpor R_z , jenž je závislý, mimo jiné, i na indukčnosti. Optimálním zatěžovacím odporem R_z lze dosáhnout kritické vazby rezonančních obvodů, při které budou ztráty přenosu minimální. Činitel jakosti Q , který je důležitý pro výpočet napětí na prvcích rezonančního obvodu, tedy lze pro kritickou vazbu určit z činitele vazby k .



Obr. 3.1: Uspořádání cívek vázaného rezonančního obvodu [15]

3.2.1 Magnetická vodivost

Celkovou magnetickou vodivost lze rozdělit na vnější magnetickou vodivost, která je dána rozměry celé cívky, a vnitřní magnetickou vodivost, což je magnetická vodivost

uvnitř vodiče.

Vnější magnetická vodivost

Pro výpočet vnější magnetické vodivosti λ_e 3.3 nejprve definuji substituci Y 3.2.

$$Y = \frac{4 \cdot a \cdot (b - a)}{b^2} = \frac{4 \cdot 0,4 \cdot (0,037 - 0,4)}{0,037^2} = -424,3 \quad (3.2)$$

$$\lambda_e = \mu \cdot b \cdot \left[\left(1 - \frac{Y}{2} \right) \cdot K(Y) - E(Y) \right] \quad (3.3)$$

kde:

$K() [-]$ je hodnota úplného eliptického integrálu I. druhu

$E() [-]$ je hodnota úplného eliptického integrálu II. druhu

$$\lambda_e = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,037 \cdot \left[\left(1 - \frac{-424,3}{2} \right) \cdot K(-424,3) - E(-424,3) \right] = 1,158 \mu\text{H}$$

Vnitřní magnetická vodivost

$$\lambda_i = \mu \cdot \frac{a}{4} = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{0,4}{4} = 0,126 \mu\text{H} \quad (3.4)$$

Celková magnetická vodivost

$$\lambda = \lambda_e + \lambda_i = 1,158 \cdot 10^{-6} + 0,126 \cdot 10^{-6} = \underline{\underline{1,284 \mu\text{H}}} \quad (3.5)$$

3.2.2 Vzájemná indukčnost 2 jednozávitových cívek

Opět zadefinuji substituci X 3.6

$$X = \frac{-4 \cdot a^2}{d^2} = \frac{-4 \cdot 0,4^2}{0,674^2} = -1,409 \quad (3.6)$$

$$M_{12} = \mu \cdot d \cdot \left[\left(1 - \frac{X}{2} \right) \cdot K(X) - E(X) \right] \quad (3.7)$$

$$M_{12} = \mu \cdot 0,674 \cdot \left[\left(1 - \frac{-1,409}{2} \right) \cdot K(-1,409) - E(-1,409) \right] = \underline{\underline{80,9 \text{ nH}}}$$

3.2.3 Činitel vazby

$$k = \frac{M_{12}}{\lambda} = \frac{80,9 \cdot 10^{-9}}{1,284 \cdot 10^{-6}} = \underline{\underline{0,063}} \quad (3.8)$$

3.2.4 Činitel jakosti

Za předpokladu dosažení kritické vazby platí vztah 3.9.

$$Q = \frac{1}{k} = \frac{1}{0,063} = \underline{\underline{15,87}} \quad (3.9)$$

3.2.5 Napětí na prvcích rezonančního obvodu

Efektivní hodnota 1. harmonické obdélníkového průběhu nastřídaného ze stejnosměrného meziobvodu:

$$U_{in,ef} = \frac{\sqrt{8}}{\pi} \cdot U_{in} = \frac{\sqrt{8}}{\pi} \cdot 540 = 486 \text{ V} \quad (3.10)$$

Maximální hodnota 1. harmonické obdélníkového průběhu

$$U_{in,ef,MAX} = \sqrt{2} \cdot U_{in,ef} = \sqrt{2} \cdot 486 = 688 \text{ V} \quad (3.11)$$

Maximální hodnota napětí na kapacitoru C_1 pak je

$$U_{C1,MAX} = \sqrt{2} \cdot U_{in,ef,MAX} \cdot Q_2 = \sqrt{2} \cdot 688 \cdot 15,87 = 15,44 \text{ kV} \quad (3.12)$$

Stejná amplituda napětí pak bude v rezonanci i na induktoru L_1 . Pro bezeztrátový přenos výkonu a stejné vlastnosti sekundárního rezonančního obvodu lze uvažovat i stejné maximální hodnoty napětí na prvcích sekundární strany.

$$U_{C1,MAX} = U_{C2,MAX} = U_{L1,MAX} = U_{L2,MAX} = \underline{\underline{15,44 \text{ kV}}} \quad (3.13)$$

3.2.6 Počet závitů cívky

Počet závitů jedné cívky N_1 je dán z podmínky optimálního odporu zátěže R_z vztahem 3.14.

$$N_1 = \frac{U_{in,ef}}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot f \cdot k \cdot P_z \cdot \lambda}} \quad (3.14)$$
$$N_1 = \frac{486}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot 140 \cdot 10^3 \cdot 0,063 \cdot 23 \cdot 10^3 \cdot 1,284 \cdot 10^{-6}}} = 11,77 \doteq 11$$

Protože nelze vyrobit cívkou připojenou do uzavřeného elektrického obvodu s neceločíslným počtem závitů, je nutné provést zaokrouhlení. Pokud by se zaokrouhlil počet závitů nahoru, snížil by se maximální přenášený výkon. Proto jsem počty závitů zaokrouhlil směrem dolů. Aby byl na primární i sekundární straně stejný rezonanční kmitočet, je výhodné mít na obou stranách stejný počet závitů a stejné kapacity kapacitorů. To zároveň zajistí požadavek napěťového přenosu $K_U = 1$ (při zanedbání ztrát).

$$N_2 = N_1 = \underline{\underline{11}} \quad (3.15)$$

Dosazením zvoleného počtu závitů N_1 a celkové magnetické vodivosti λ do vztahu 3.1 se získá výsledná vypočtená vlastní indukčnost primární cívky L'_1 .

$$L'_1 = N_1^2 \cdot \lambda = 11^2 \cdot 1,284 \cdot 10^{-6} = 177,7 \mu\text{H} \quad (3.16)$$

Pro úplnost uvedu vypočtenou vlastní indukčnost sekundární cívky, která, při stejných rozměrech a počtu závitů, nutně musí být shodná s indukčností primární cívky.

$$L'_2 = L_1' = 177,7 \mu\text{H} \quad (3.17)$$

Po zkonstruování cívky o definovaných rozměrech a určeném počtu závitů jsem změřil její vlastní indukčnost a naměřil jsem $202 \mu\text{H}$. Měření bylo provedeno LCR METREM APPA703, viz tabulka použitých přístrojů v příloze F.1. Odchylka naměřené hodnoty od vypočtené mohla vzniknout jednak nepřesnou aproximací skutečného tvaru řezu vinutí kruhem, který byl použit pro výpočty a částečně i vlivem některých zjednodušení ve výpočtech.

V důsledku vyšších vlastních indukčností cívek oproti vypočteným indukčnostem bude pracovní kmitočet nižší a zároveň se tím posune optimální pracovní bod bezdrátového přenosu na větší vzdálenost cívek při zachování požadovaného výkonu. Dále tedy počítám se skutečnými hodnotami indukčností

$$L_2 = L_1 = \underline{\underline{202 \mu\text{H}}} \quad (3.18)$$

.

3.2.7 Kapacita kapacitorů

Z Thomsonova vztahu lze pro zadanou rezonanční frekvenci f a již známou indukčnost primární cívky spočítat požadovanou kapacitu kapacitoru.

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 \cdot L_1} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 140 \cdot 10^3)^2 \cdot 202 \cdot 10^{-6}} = 6,40 \text{ nF} \doteq 7,5 \text{ nF} \quad (3.19)$$

Jako vhodná volba kapacitoru byla vybrána sériová kombinace 8 kondenzátorů typu DTR 0,06 μF 6000 V_{DC} 60 A od výrobce DAWNCAP. Zdůvodnění této volby je v sekci 3.2.13. Z podmínky shodnosti rezonančních kmitočetů tedy nutně musí pro stejné indukčnosti platit požadavek i na stejné kapacity.

$$C_2 = C_1 = \underline{\underline{7,5 \text{ nF}}} \quad (3.20)$$

Po spojení kondenzátorů do série byla naměřena kapacita 7,53 nF, což je odchylka menší než 1 %, a tedy není nutné se tím dále zabývat.

3.2.8 Skutečný rezonanční kmitočet

Vzhledem k zaokrouhlení počtu závitů, kapacit a z důvodu odchylky skutečné indukčnosti cívek od vypočtené došlo ke změně rezonanční frekvence oproti zadané. Tu lze určit z Thomsonova vztahu se známou indukčností a kapacitou.

$$f_{rez} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{202 \cdot 10^{-6} \cdot 7,5 \cdot 10^{-9}}} = \underline{\underline{129,3 \text{ kHz}}} \quad (3.21)$$

3.2.9 Proud rezonančním obvodem

$$I_{1ef} = U_{in,ef} \cdot Q_2 \cdot \omega_0 \cdot C_1 = 486 \cdot 15,87 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 129,3 \cdot 10^3 \cdot 7,5 \cdot 10^{-9} = \underline{\underline{47,0 \text{ A}}} \quad (3.22)$$

$$I_{2ef} = U_{in,ef} \cdot Q_2 \cdot \omega_0 \cdot \sqrt{C_1 \cdot C_2} \quad (3.23)$$

$$I_{2ef} = 486 \cdot 15,87 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 129,3 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{7,5 \cdot 10^{-9} \cdot 7,5 \cdot 10^{-9}} = \underline{\underline{47,0 \text{ A}}}$$

3.2.10 Přenášený výkon

$$P_z = U_{in,ef} \cdot I_{1,ef} = 486 \cdot 47,0 = \underline{\underline{22,9 \text{ kW}}} \quad (3.24)$$

3.2.11 Odpor zátěže

Odpor zatěžovacího rezistoru za usměrňovačem

$$R_z = \frac{\pi^2}{8} \cdot N_2^2 \cdot k \cdot \omega_0 \cdot \lambda = \frac{\pi^2}{8} \cdot 11^2 \cdot 0,063 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 129,3 \cdot 10^3 \cdot 1,284 \cdot 10^{-6} = \underline{\underline{9,8 \Omega}} \quad (3.25)$$

Ekvivalentní odpor zátěže s usměrňovačem

$$Z_z = N_2^2 \cdot k \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{rez} \cdot \lambda = 11^2 \cdot 0,063 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 129,3 \cdot 10^3 \cdot 1,284 \cdot 10^{-6} = 8,0 \Omega \quad (3.26)$$

3.2.12 Dimenzování induktoru

Napěťové dimenzování

Izolační napětí mezi začátkem a koncem vinutí cívky je dáno vztahem 3.13. Mezi-závitové napětí tedy bude dosahovat amplitudy $U_{L1,zav,MAX}$

$$U_{L1,zav,MAX} = \frac{U_{L1,MAX}}{N_1} = \frac{15,44 \cdot 10^3}{11} = \underline{\underline{1403 \text{ V}}} \quad (3.27)$$

Proudové dimenzování

Cívkou bude protékat proud I_{1ef} o efektivní hodnotě dané vztahem 3.22. Z důvodu potlačení skinefektu ve vodiči bude cívka navinutá vysokofrekvenčním lankem, jenž má jednotlivé žíly vzájemně izolované.

Pro dosažení proudové hustoty v mědi $\sigma' = 3,5 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$ je zapotřebí efektivní průřez mědi

$$S'_{Cu} = \frac{I_{1ef}}{\sigma'} = \frac{47,0}{3,5 \cdot 10^6} = 13,5 \text{ mm}^2. \quad (3.28)$$

Délka vodiče jedné cívky l_{vod} lze pak přibližně určit z obvodu cívky vynásobené počtem závitů N_1 , která je prodloužena o předpokládané délky vývodů $l_{vvd} = 0,4 \text{ m}$.

$$l_{vod} = 2 \cdot \pi \cdot a \cdot N_1 + l_{vvd} = 2 \cdot \pi \cdot 0,4 \cdot 11 + 0,4 = 28,0 \text{ m} \quad (3.29)$$

Na navinutí dvou stejných cívek tedy je zapotřebí přibližně $2 \cdot l_{vod} = 56 \text{ m}$ vysokofrekvenčního lanka o efektivním průřezu mědi $S'_{Cu} = 13,5 \text{ mm}^2$.

S ohledem na cenu vysokofrekvenčního lanka a dostupností vysokofrekvenčního lanka s průřezem mědi $S_{Cu} = 9 \text{ mm}^2$ na skladě bez plánovaného dalšího využití bylo rozhodnuto o využití tohoto lanka s menším průřezem.

V tomto lanku pak bude proudová hustota

$$\sigma = \frac{I_{1ef}}{S_{Cu}} = \frac{47,0}{9 \cdot 10^{-6}} = 5,23 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}, \quad (3.30)$$

což je vzhledem k jednovrstvé cívce se snadným prouděním okolního vzduchu přípustná hodnota. U tohoto prototypu bezdrátového přenosu se ani nepředpokládá dlouhodobé zatížení. Snížení průřezu mědi lanka však bude mít za následek i zvýšení ztrát ve vinutí cívek, což negativně ovlivní i výslednou účinnost. Tenčí lanko umožní vyrobit cívku s užším svazkem vinutí, čímž se zvýší její vlastní indukčnost a klesne činitel vazby.

Stejnoseměrný odpor jedné cívky tedy bude

$$R_{vod} = \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{vod}}{S_{Cu}} = 16,9 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{28,0}{9 \cdot 10^{-6}} = 52,7 \text{ m}\Omega. \quad (3.31)$$

Při zanedbání proximity efektu a skinefektu (který je potlačen vlastností vysokofrekvenčního lanka) lze určit ztrátový výkon na jedné cívce podle vztahu 3.32.

$$P_{vod} = R_{vod} \cdot I_{1ef}^2 = 52,7 \cdot 10^{-3} \cdot 47,0^2 = \underline{\underline{116 \text{ W}}} \quad (3.32)$$

Ověření poloměru řezu svazku vinutí

Pro ověření uvažovaného poloměru řezu svazku vinutí b je nutné nejprve určit šířku jednoho závitu. Protože se použije lanko kruhového průřezu, je šířka lanka rovna jeho průměru \varnothing_{vod}

Skutečný průměr lanka je dán průřezem mědi S_{Cu} vydělené činitelem plnění k_p , neboť lanko se skládá z mnoha tenkých měděných drátů kruhového průřezu, které jsou obaleny izolačním lakem. Odhaduji tedy činitel plnění $k_p = 0,5$.

$$\varnothing_{vod} = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{S_{Cu}}{k_p}} = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{9 \cdot 10^{-6}}{0,5}} = 4,79 \text{ mm} \quad (3.33)$$

Z důvodu izolační pevnosti a odvodu tepla je výhodnější cívku realizovat jako jednovrstvou. Poloměr řezu svazku vinutí b je tedy polovina N_1 násobku průměru lanka \varnothing_{vod} a součtu izolačních mezizávitových mezer l_{mez} , které uvažuji $l_{mez} = 2 \text{ mm}$.

$$b = \frac{N_1 \cdot \varnothing_{vod} + (N_1 - 1) \cdot l_{mez}}{2} = \frac{11 \cdot 4,79 \cdot 10^{-3} + (11 - 1) \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{2} = \underline{\underline{36,3 \text{ mm}}} \quad (3.34)$$

To přibližně odpovídá uvažované šířce svazku v sekci 3.1 a skutečné šířce svazku realizované cívky.

3.2.13 Dimenzování kapacitoru

Napětové dimenzování

Maximální napětí na kapacitoru je stejné jako na cívce, podle vztahu 3.13 tedy $U_{C1, MAX} = \underline{\underline{15,44 \text{ kV}}}$.

Proudové dimenzování

Rovněž tak maximální proud kapacitorem je shodný jako proud cívkou, a to i mimo rezonanci, neboť jsou řazeny do série. Podle vztahu 3.22 je efektivní hodnota proudu $I_{1ef} = 47,0 \text{ A}$.

Výběr konkrétního typu

Na kapacitor tedy jsou kladeny vysoké nároky ohledně napětového a proudového dimenzování s poměrně vysokou frekvencí ($f_{rez} = 129,3 \text{ kHz}$ dle vztahu 3.21). Zároveň je potřeba dosáhnout kapacity blížíci se hodnotě vypočtené v sekci 3.19.

Výběr konkrétního typu byl omezen nemožností jejich proplacení od některých dodavatelů a cenovým možností. Vzhledem k uvedeným nárokům vyšla jako nejvýhodnější varianta použití pro jeden kapacitor sériovou kombinaci osmi kondenzátorů typu DTR $0,06 \mu\text{F}$ 6000 V_{DC} 60 A od výrobce DAWNCAP, o jmenovité hodnotě $C = 60 \text{ nF}$ a o maximálním stejnosměrném napětí $U_{DC} = 6 \text{ kV}$. V katalogovém listu výrobce bohužel není přímo uveden tento typ, ale pro kondenzátor stejné řady s maximálním proudem do 80 A je uvedena efektivní hodnota střídavého napětí 3 kV . Při provozu na kmitočtu $129,3 \text{ kHz}$ je pro kondenzátor omezující maximální proud.



Obr. 3.2: Vybraný kondenzátor DTR 0,06 μF 6000 V_{DC} 60 A od výrobce DAWNCAP pro sestavení kapacitorů sériových rezonančních obvodů

Jedná se o polypropylenové bezindukční kondenzátory určené pro sériové rezonanční obvody. Ztrátový činitel $\tan \delta$ je pro tuto řadu udáván $4 \cdot 10^{-4}$ při kmitočtu 1 kHz a provozní teplotě 25 °C [11]

Pro dosažení potřebného napětí a kapacity bude zapojeno 8 kondenzátorů v sérii. Tím se získá jmenovitá kapacita C_1 dle vztahu 3.35.

$$C_1 = \frac{C}{8} = \frac{60 \cdot 10^{-9}}{8} = \underline{\underline{7,5 \text{ nF}}} \quad (3.35)$$

Na sestavení dvou kapacitorů (jeden na primární a druhý na sekundární stranu) je zapotřebí 16 kusů kondenzátorů DAWNCAP DTR 0,06 μF 6000 V_{DC} 60 A.

3.3 Návrh parametrů výkonového měniče

3.3.1 Dimenzování tranzistoru

Napěťové dimenzování

Maximální provozní napětí na tranzistoru U_{CEmax} je přibližně dáno maximálním napětím na meziobvodu U_{dmax} .

$$U_{CEmax} = U_{dmax} = 622 \text{ V} \quad (3.36)$$

Ve skutečnosti je ale nutné použít tranzistory na maximální napětí U_{CEmax} alespoň 1200 V z důvodu možných krátkodobých překmitů napětí v síti a na meziobvodu.

Proudové dimenzování

Maximální hodnota proudu tranzistorem I_{Tmax} je dána amplitudou proudu rezonančního obvodu, který lze považovat za sinusový.

$$I_{Tmax} = I_{1ef} \cdot \sqrt{2} = 47,0 \cdot \sqrt{2} = 66,5 \text{ A} \quad (3.37)$$

Střední hodnota proudu tranzistorem je pak rovna střední hodnotě pouze jednéh půlvln sinusového průběhu proudu, protože během jedné periody proudu rezonančním obvodem teče přibližně polovinu periody proud pouze dvěma tranzistory a během druhé periody jsou sepnuté pouze zbylé dva tranzistory H-můstku.

$$I_{T_{stř}} = \frac{I_{T_{max}}}{\pi} = \frac{66,5}{\pi} = 21,2 \text{ A} \quad (3.38)$$

Podobně i efektivní hodnota

$$I_{T_{ef}} = \frac{I_{T_{max}}}{2} = \frac{66,5}{2} = 33,3 \text{ A} \quad (3.39)$$

Výběr konkrétního typu

Při volbě typu polovodičových spínacích součástek jsem se rozhodoval mezi tranzistory typu SiC MOS-FET a IGBT. S ohledem na vlastnosti použitelných topologií budičů a aktuální dlouhodobou nedostupnost SiC MOS-FET v modulovém provedení bylo rozhodnuto o návrhu střídače s IGBT moduly.



Obr. 3.3: Vybraný IGBT modul SEMIKRON SKM200GB125D [16]

Na základě vypočteného proudového zatížení jsem nejprve ověřil možnost použití modulů SKM100GB125DN a SKM200GB125D od výrobce SEMIKRON. Mezními parametry udávanými výrobcem by sice vyhovovaly oba typy, ale z návrhu chlazení vycházely moduly SKM100GB125DN obtížně uchlazitelné vlivem velkých vnitřních tepelných odporů. [12, 13]

3.3.2 Parametry tranzistoru SKM200GB125D

$U_{CES} = 1200 \text{ V}$	Závěrné napětí (při řídicí el. spojené s emitorem)
$I_C = 160 \text{ A}$ při $\vartheta_C = 80^\circ\text{C}$	Jmenovitý proud
$U_P = 1,5$ podle 3.4	Prahové napětí

$R_d = \frac{3-U_P}{80-0} = 18,8 \text{ m}\Omega$ podle 3.4	Dynamický odpor v sepnutém stavu
$t_{doff} = 420 \text{ ns}$ při $I_C = 150 \text{ A}$	Doba přesahu
$t_f = 25 \text{ ns}$ při $I_C = 150 \text{ A}$	Doba poklesu
$R_{\vartheta JCT} = 0,09 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$	Tepelný odpor čip – pouzdro
$R_{\vartheta CHT} = 0,038 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$	Tepelný odpor pouzdro – chladič
$\vartheta_{jmax} T = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	Maximální teplota čipu
$Q_{G20} = 1300 \text{ nC}$ při $U_{GE} = +20 \text{ V}$	Náboj řídicí elektrody

Prahové napětí U_P a dynamický odpor R_d mezi kolektorem a emitorem jsou sice uvedeny přímo hodnotami v charakteristických údajích v katalogovém listu IGBT modulu, uvedená hodnota je však pouze pro teplotu čipu $\vartheta_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ a proložení charakteristiky lomenou přímkou je zřejmě pro větší proudy, než bude pracovní rozsah střídače. Proto jsem provedl odečtení hodnot prahového napětí U_P a dynamického odporu R_d přímo z VA charakteristiky 3.4, která je pro teplotu čipu $\vartheta_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$, což se pracovní teplotě blíží více.

Pro výpočet vypínací doby t_{off} jsou uvažovány doba přesahu t_{doff} a doba poklesu t_f uvedené v katalogu pro proud $I_C = 150 \text{ A}$, $U_{CE} = 600 \text{ V}$, $U_{GE} = \pm 15 \text{ V}$, $R_{Goff} = 4 \Omega$ a $\vartheta_{jmax} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$. Z charakteristiky vypínací energie E_{off} v závislosti na kolektorovém proudu I_C z katalogového listu SKM200GB125D [13] je patrné, že se vypínací energie E_{off} a zřejmě tedy i vypínací doba t_{off} se změnou proudu I_C téměř nemění. Uvažované napětí U_{CE} přibližně odpovídá napětí meziobvodu U_{in} . [13, 5]

3.3.3 Výpočet ztrát na tranzistoru SKM200GB125D

Ztráty vedením

Ztráty na 1 tranzistoru:

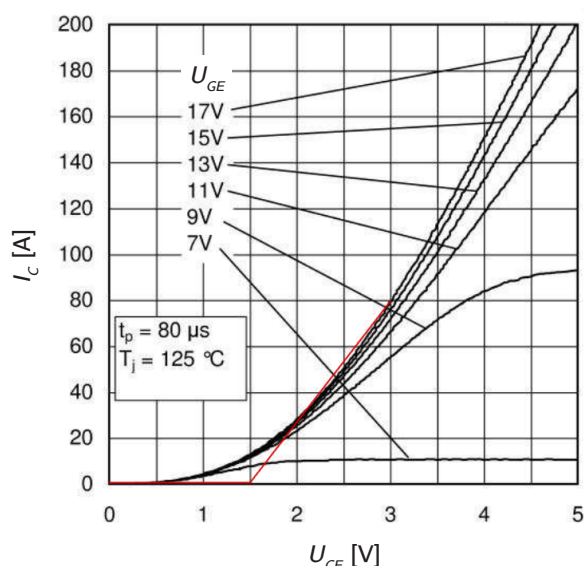
$$P_{VED} = U_P \cdot I_{Tstř} + R_d \cdot I_{Tef}^2 = 1,5 \cdot 21,2 + 18,8 \cdot 10^{-3} \cdot 33,3^2 = 45,0 \text{ W} \quad (3.40)$$

Přepínací ztráty

Vzhledem k tomu, že tranzistorem v okamžiku zapnutí neteče téměř žádný proud, postačuje uvažovat pouze vypínací ztráty.

$$t_{off} = t_{doff} + t_f = 420 \cdot 10^{-9} + 25 \cdot 10^{-9} = 445 \text{ ns} \quad (3.41)$$

$$W_{off} = \frac{1}{4} \cdot U_{dmax} \cdot \frac{I_{Tmax}}{3} \cdot t_{off} = \frac{1}{4} \cdot 622 \cdot \frac{66,5}{3} \cdot 445 \cdot 10^{-9} = 1,53 \text{ mJ} \quad (3.42)$$



Obr. 3.4: Náhrada VA charakteristiky tranzistoru SKM200GB125DN lomenou přímkou

Protože tranzistor nebude vypínat v maximu proudu, ale nanejvýš v $\frac{I_{Tmax}}{3}$, uvažuje se třetinový proud I_{Tmax} .

$$P_{VYP} = f \cdot W_{off} = 140,0 \cdot 10^3 \cdot 1,53 \cdot 10^{-3} = 215 \text{ W} \quad (3.43)$$

Celkové ztráty

Ztráty na jednom tranzistoru můžou dosahovat až výkonu daného součtem 3.44.

$$P_{ZTRT} = P_{VED} + P_{VYP} = 45,0 + 215 = \underline{\underline{260 \text{ W}}} \quad (3.44)$$

Ztráty snad budou po seřízení fáze vypínání menší, protože tranzistory mohou vypínat při menším proudu, než $\frac{I_{Tmax}}{3}$.

3.3.4 Dimenzování nulových diod

Napěťové dimenzování

$$U_{Dmax} = U_{dmax} = 622 \text{ V} \quad (3.45)$$

Stejně jako u napěťového dimenzování tranzistoru, i u diody je zapotřebí maximální napětí $U_{Dmax} = 1200 \text{ V}$, což ale musí být nutně splněno, protože dioda je součástí IGBT modulu.

Proudové dimenzování

$$I_{Dmax} = \frac{I_{Tmax}}{3} = \frac{66,5}{3} = 22,2 \text{ A} \quad (3.46)$$

$$I_{Dstř} = \frac{I_{Tmax}}{2 \cdot \pi} \cdot \left[1 - \cos \left(\arcsin \left(\frac{1}{3} \right) \right) \right] = \frac{66,5}{2 \cdot \pi} \cdot \left[1 - \cos \left(\arcsin \left(\frac{1}{3} \right) \right) \right] = 0,605 \text{ A} \quad (3.47)$$

$$I_{Def} = I_{Tmax} \cdot 0,0451063 = 66,5 \cdot 0,0451063 = 3,00 \text{ A} \quad (3.48)$$

Z proudů tekoucích nulovými diodami a z VA charakteristik diod v modulu SKM200GB125D je patrné, že ztráty vedením na diodách budou řádově jednotky Wattů. Výkonové ztráty na diodách lze tedy zanedbat. [13]

Celkové ztráty na střídači budou dány ztrátami čtyř IGBT, tedy $4 \cdot P_{ZTRT} = 1,04 \text{ kW}$.

3.3.5 Dimenzování vstupního usměřňovače

Protože na chladiči IGBT modulů bude osazen i vstupní usměřňovač, je nutné pro tepelný návrh chladiče uvažovat i oteplení od usměřňovače.

Napěťové dimenzování

Požadavek na maximální napětí U_{RRM} je stejný jako u IGBT modulů, tedy $U_{RRM} = 1200 \text{ V}$.

Proudové dimenzování

Odběr ze stejnosměrného meziobvodu bude $I_O = I_{1ef} = 47,0 \text{ A}$.

Výběr konkrétního typu

Požadavkům dimenzování vyhovuje usměřňovač typu 60MT120KB od výrobce International Rectifier.

3.3.6 Parametry usměřňovače 60MT120KB

$U_{RRM} = 1200 \text{ V}$	Maximální opakovatelné napětí
$I_O = 60 \text{ A}$ při $\vartheta_C = 85^\circ\text{C}$	Jmenovitý stejnosměrný proud
$P_{ZTRR} = 120 \text{ W}$ při $I_O = 47,0 \text{ A}$	Ztrátový výkon (určen z charakteristiky)
$R_{\vartheta JC R} = 2,22 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$	Tepelný odpor čip – pouzdro
$R_{\vartheta CHR} = 0,03 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$	Tepelný odpor pouzdro – chladič

$$\vartheta_{jmaxR} = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$$

Maximální teplota čipu [14]



Obr. 3.5: Vybraný usměrňovací modul International Rectifier 60MT120KB [17]

3.3.7 Volba chladiče na primární stranu

Protože IGBT s nulovými diodami i vstupní usměrňovač jsou vyrobeny jako bezpotenciálové moduly, je možné všechny 3 moduly umístit na společný hliníkový chladič. Návrh maximálního tepelného odporu chladiče $R_{\vartheta H}$ zohledňuje chlazení všech výkonových polovodičových prvků na primární straně.

Zvolená maximální teplota čipu tranzistoru $\vartheta_{jT} = 110\text{ }^{\circ}\text{C}$

Zvolená maximální teplota okolního vzduchu $\vartheta_0 = 40\text{ }^{\circ}\text{C}$

Oteplení prvku je možné určit vztahem 3.49, který vychází z tepelně – elektrické analogie jako obdoba Ohmova zákona.

$$\Delta\vartheta = R_{\vartheta} \cdot P \quad (3.49)$$

kde:

$\Delta\vartheta$ [$^{\circ}\text{C}$] je oteplení

R_{ϑ} [$\text{K} \cdot \text{W}^{-1}$] je tepelný odpor

P [W] je tepelný výkon (tepelný tok)

Na základě tepelného schématu na obrázku 3.8 je pak možné dopočítat potřebné údaje.

Výpočet teploty chladiče

$$\vartheta_H = \vartheta_{jT} - \Delta\vartheta_{JCT} - \Delta\vartheta_{CHT} \quad (3.50)$$

Po dosazení oteplení IGBT modulů vypočteného pomocí rovnice 3.49 se získá konkrétní požadovaná teplota chladiče.

$$\vartheta_H = \vartheta_{jT} - P_{ZTRT} \cdot R_{\vartheta JCT} - 2 \cdot P_{ZTRT} \cdot R_{\vartheta CHT} \quad (3.51)$$

$$\vartheta_H = 110 - 260 \cdot 0,09 - 2 \cdot 260 \cdot 0,038 = \underline{\underline{66,9^\circ\text{C}}}$$

Ověření teploty čipů usměrňovače

Návrh teploty chladiče byl proveden pouze na základě oteplení IGBT modulů. Je ale nutné ověřit, zda se na chladiči o teplotě $\vartheta_H = 66,9^\circ\text{C}$ dostatečně uchladí i usměrňovač, aby nedošlo k nadměrnému zahřívání jednotlivých čipů diod.

$$\vartheta_{jR} = \vartheta_H + \Delta\vartheta_{CHR} + \Delta\vartheta_{JCR} \quad (3.52)$$

Opět se dosadí oteplení na jednotlivých tepelných odporech dle vztahu 3.49.

$$\vartheta_{jR} = \vartheta_H + P_{ZTRR} \cdot R_{\vartheta CHR} + \frac{P_{ZTRR}}{6} \cdot R_{\vartheta JCR} \quad (3.53)$$

$$\vartheta_{jR} = 66,9 + 120 \cdot 0,03 + \frac{120}{6} \cdot 2,22 = 114,9^\circ\text{C}$$

Skutečná teplota čipů diod v usměrňovači $\vartheta_{jR} < \vartheta_{jmaxR}$ a to s dostatečnou rezervou. Teplotu čipu $\vartheta_{jR} = 114,9^\circ\text{C}$ považuji za optimální.

Výpočet maximálního tepelného odporu chladiče

Výpočet maximálního tepelného odporu chladiče $R_{\vartheta H}$ je dán výpočtem 3.54.

$$R_{\vartheta H} = \frac{\vartheta_H - \vartheta_0}{4 \cdot P_{ZTRT} + P_{ZTRR}} = \frac{66,9 - 40}{4 \cdot 260 + 120} = \underline{\underline{23,2 \text{ mK} \cdot \text{W}^{-1}}} \quad (3.54)$$

Pro dosažení této hodnoty byl vybrán chladič typu P6Y200/400/FR od výrobce Pada Engineering o rozměrech $200 \times 400 \times 117 \text{ mm}$. Dle experimentálního měření na chladiči stejného typu konstrukce o rozměrech $200 \times 200 \times 117 \text{ mm}$ s nuceným prouděním vzduchu pomocí ventilátoru byl zjištěn tepelný odpor $R_{\vartheta H 200} = 36 \text{ mK} \cdot \text{W}^{-1}$.

U vybraného chladiče lze tedy předpokládat za stejného průtoku vzduchu tepelný odpor přibližně $R_{\vartheta H 400} = \underline{\underline{18 \text{ mK} \cdot \text{W}^{-1}}}$, což s výraznou rezervou splňuje podmínku maximálního tepelného odporu daného výpočtem 3.54. Během výpočtů byl poptáván chladič stejného typu o délce 300 mm, který by svými parametry také dostačoval, nicméně ten byl dlouhodobě nedostupný a při odběru v množství 1 kusu by byl i velmi drahý. [6]



Obr. 3.6: Vybraný chladič Pada Engineering P6Y200/400/FR po montáži některých prvků

3.3.8 Volba blokovacích kondenzátorů

Pro splnění podmínky maximálního překmitu, jak je uvedeno v kapitole 2.1, je nutné stanovit maximální přípustný překmit na tranzistorovém střídači a také maximální přípustnou vnitřní indukčnost napájecího zdroje (typicky indukčnost vedení rozvodné sítě).

$\Delta U_{Lmax} = 200 \text{ V}$ Maximální přípustný napěvový překmit na indukčnosti vedení
 $L_{in} = 1 \text{ mH}$ Maximální indukčnost napájecího vedení

Rovnost energií akumulované v indukčnosti vedení a energie, která se akumuluje do kondenzátoru lze zapsat vztahem 3.55.

$$L_{in} \cdot I_{1ef}^2 = C_{DC_{elk_{min}}} \cdot \Delta U_{Lmax}^2 \quad (3.55)$$

Minimální kapacita kondenzátorů ve stejnosměrném meziobvodu pak musí být

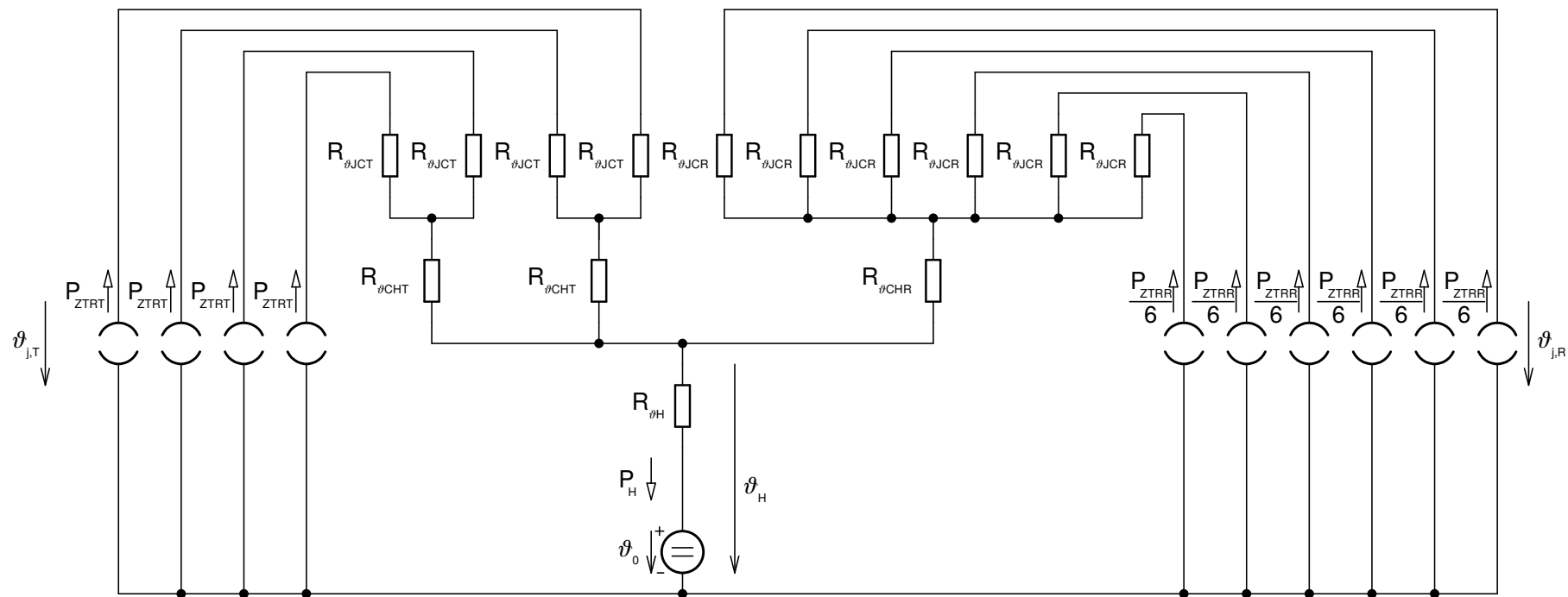
$$C_{DC_{celk_{min}}} = \frac{L_{in} \cdot I_{1ef}^2}{\Delta U_{L_{max}}^2} = \frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 47,0^2}{200^2} = 55,2 \mu\text{F} \quad (3.56)$$

Protože na každém půlmostě musí být blokovací kondenzátory, které budou uzavírat bezindukční smyčku kondenzátor – nulová dioda – tranzistor, a to v jeho těsné blízkosti, využijí se 4 blokovací kondenzátory připojené u IGBT modulů i jako filtrační kondenzátory. Pro optimální rozmístění a minimalizaci indukčnosti se využijí 4 dostupné blokovací kondenzátory o kapacitě každého $C_{DC} = 60 \mu\text{F}$. Tím se dosáhne celová kapacita daná 3.57, což je s dostatečnou rezervou větší, než .



Obr. 3.7: Vybraný blokovací kondenzátor EPCOS 60 μF K 800 V_{DC} [18]

$$C_{DC_{celk}} = 4 \cdot C_{DC} = 4 \cdot 60 \cdot 10^{-6} = 240 \mu\text{F} \quad (3.57)$$



Obr. 3.8: Tepelné schéma chlazení IGBT modulů a vstupního usměrňovače

3.3.9 Návrh měřicího proudového transformátoru

Pro správnou činnost fázovacího článku v řídicích obvodech je zapotřebí pro maximální hodnotu proudu rezonančním obvodem zajistit maximální hodnotu napětí na bočnicku $U_{tr3max} = 55 \text{ V}$.

Takové napětí na bočnicku je vyvoláno efektivní hodnotou proudu bočníkem

$$I_{tr3} = \frac{U_{tr3max}}{R_B \cdot \sqrt{2}} = \frac{55}{398 \cdot \sqrt{2}} = 98,5 \text{ mA}. \quad (3.58)$$

Převod proudového transformátoru tedy musí být

$$p_{tr} = \frac{I_{tr3}}{I_{1ef}} = \frac{98,5 \cdot 10^{-3}}{47,0} = 2,09 \cdot 10^{-3}. \quad (3.59)$$

Transformátor chci navrhnout tak, aby primární vinutí tvořil právě jeden průvlek silového vodiče toroidním jádrem transformátoru. Protože při návrhu transformátoru je nutné ověřit syčení jádra, je potřebné určit napětí na vinutích. Pro tento účel je vhodné i u proudového transformátoru zadefinovat napěťový přenos

$$K_{trU} = \frac{1}{p_{tr}} = \frac{1}{2,09 \cdot 10^{-3}} = 478. \quad (3.60)$$

Z přenosu a právě jednoho primárního závitu je pak patrné, že by na sekundární straně muselo být 478 závitů, což je konstrukčně i z hlediska parazitních vlastností nepraktické. Pro dosažení napěťového přenosu 478 lze počty závitů rozdělit na dva transformátory, přičemž transformátor TR3 bude mít napěťový přenos $K_{trU3} = 10$ a transformátor TR4 bude mít napěťový přenos

$$K_{trU4} = \frac{K_{trU}}{K_{trU3}} = \frac{478}{10} = 47,8 \doteq 48. \quad (3.61)$$

Určení počtu závitů

1 primární zavit transformátoru TR3

$$N_{tr13} = \underline{\underline{1 \text{ z}}}, \quad (3.62)$$

10 závitů sekundárního vinutí TR3

$$N_{tr23} = N_{tr13} \cdot K_{trU3} = 1 \cdot 10 = \underline{\underline{10 \text{ z}}}, \quad (3.63)$$

opět 1 primární zavit transformátoru TR4

$$N_{tr14} = \underline{\underline{1 \text{ z}}} \quad (3.64)$$

a 48 závitů sekundárního vinutí TR4

$$N_{tr24} = N_{tr14} \cdot K_{trU4} = 1 \cdot 48 = \underline{\underline{48 \text{ z}}}. \quad (3.65)$$

Jádro bylo vybráno LjT2510C-CF199A, které má při kmitočtu 100 kHz magnetickou vodivost $Al = 9140 \text{ nH} \cdot \text{z}^{-2}$, mez saturace $B_{tr sat} = 260 \text{ mT}$ a průřez jádra $S_{Fer} = 50 \text{ mm}^2$.

Ověření podmínky magnetizačního proudu

Aby byl magnetizační proud sekundárním vinutím zanedbatelný vůči proudu bočnickem, je nutné ověřit, zda je reaktance sekundárního vinutí výrazně větší než je odpor bočnicku.

$$X_{Ltr24} = 2 \cdot \pi \cdot f_{rez} \cdot N_{tr24}^2 \cdot Al = 2 \cdot \pi \cdot 129,3 \cdot 10^3 \cdot 48^2 \cdot 9140 \cdot 10^{-9} = 17,1 \text{ k}\Omega \quad (3.66)$$

$$X_{Ltr24} \gg R_B \quad (3.67)$$

$$17,1 \cdot 10^3 \gg 398$$

Stejným způsobem lze ověřit i zanedbatelnost magnetizačního proudu transformátoru TR3.

$$X_{Ltr23} = 2 \cdot \pi \cdot f_{rez} \cdot N_{tr23}^2 \cdot Al = 2 \cdot \pi \cdot 129,3 \cdot 10^3 \cdot 10^2 \cdot 9140 \cdot 10^{-9} = 743 \Omega \quad (3.68)$$

$$X_{Ltr23} \gg \frac{R_B}{K_{trU4}^2} \quad (3.69)$$

$$743 \cdot 10^3 \gg 0,173$$

Ověření podmínky sycení jádra

$$B_{tr3max} = \frac{U_{tr3max}}{K_{trU4} \cdot \pi \cdot f_{rez} \cdot N_{tr23} \cdot S_{Fer}} \quad (3.70)$$

$$B_{tr3max} = \frac{55}{48 \cdot \pi \cdot 129,3 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = 5,64 \text{ mT}$$

$$B_{tr4max} = \frac{U_{tr3max}}{\pi \cdot f_{rez} \cdot N_{tr24} \cdot S_{Fer}} \quad (3.71)$$

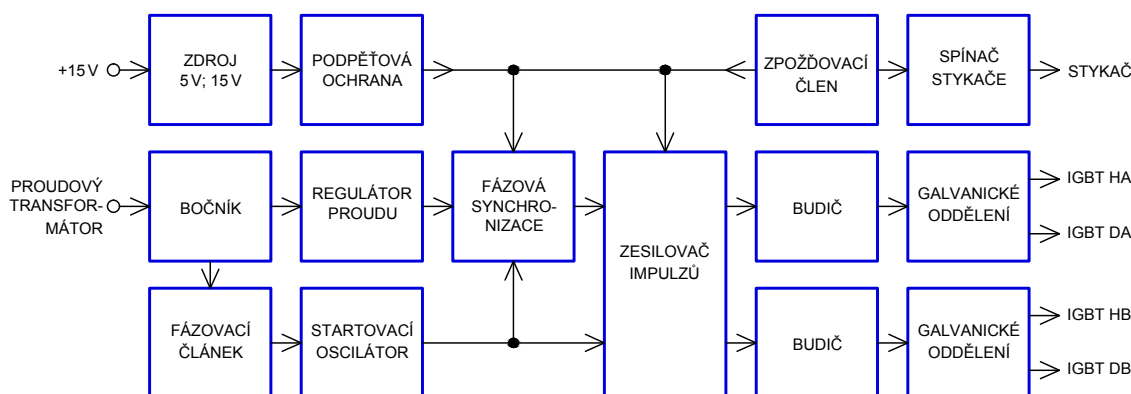
$$B_{tr3max} = \frac{55}{\pi \cdot 129,3 \cdot 10^3 \cdot 48 \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = 56,4 \text{ mT}$$

Vzhledem k tomu, že mez saturace je 260 mT, tak ani jedno jádro nebude přesyčováno a to s velkou rezervou. [7]

4 Popis řídicích a budicích obvodů

4.1 Koncepce řídicích a budicích obvodů

Úkolem řídicích obvodů je především správně generovat impulzy pro spínání výkonových tranzistorů. Protože je střídač zatížen rezonančním obvodem, je žádoucí, aby kmitočet a fáze spínání střídače byly synchronizovány s proudem tekoucím rezonančním obvodem. Z toho plyne, že šířku pulzů přímo neurčují řídicí obvody, ale jsou tvarovány ze snímaného proudu rezonančním obvodem. Blokové schéma řídicích a budicích obvodů je na obrátku 4.1.



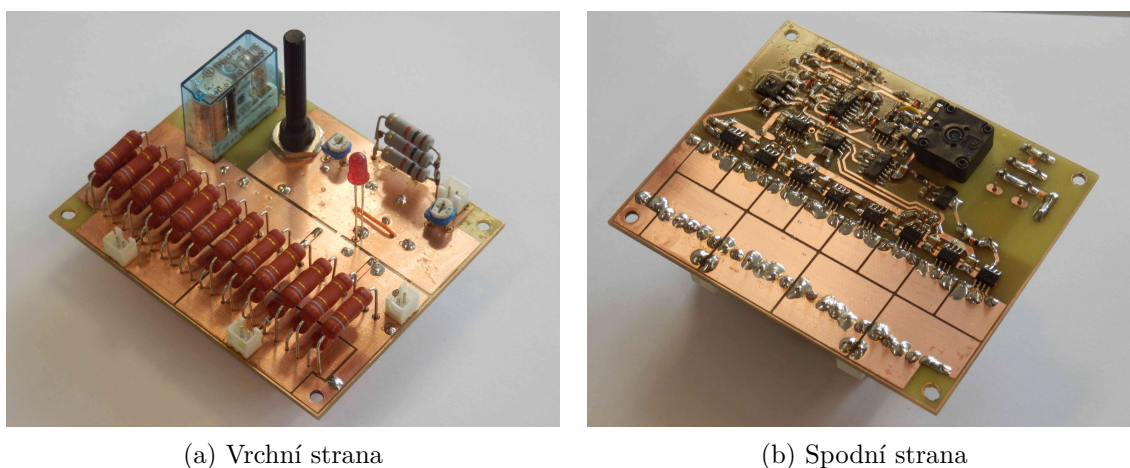
Obr. 4.1: Blokové schéma řídicích a budicích obvodů

V rezonančním obvodu je pro tento účel zařazen proudový transformátor, který je zatížen bočníkem v řídicích obvodech. Pro kompenzaci zpoždění celé zpětné vazby je signál veden na fázovací článek. Po vytvarování je signál veden na zesilovač impulzů. Prvotní rozkmitání rezonančního obvodu umožní startovací oscilátor, který je po příchodu pulzů ze zpětné vazby vyřazen z činnosti.

Aby nemohlo dojít k nekontrolovanému nárůstu proudu vzniklého např. vlivem oddálení sekundární cívky od primární, tedy snížení činitele vazby k , je zde využita regulace vynecháváním pulzů (PDM). Při překročení nastaveného proudu nedojde k okamžitému vypnutí tranzistoru, ale dojde k přirozenému zániku proudu vlivem oscilace rezonančního obvodu a pro následující půlvlnu už není střídač sepnut. Jsou tak minimalizované přepínací ztráty v měniči a rezonančním obvodem tak prochází téměř harmonický proud s případnou klesající amplitudou.

Řídicí impulzy jsou vedeny do budičů, které impulzy výkonově zesilují a ovládají jimi řídicí elektrody IGBT. Zároveň zajišťují galvanické oddělení řídicí elektroniky od IGBT, neboť emitory jednotlivých tranzistorů jsou na odlišných potenciálech mezi sebou (vyjma dolní dvojice IGBT), tak i vůči zemi řídicích obvodů, protože jejich zem je spojena s ochranným vodičem PE.

Dále řídicí obvody zajišťují ovládání stykače pro zpožděné přemostění nabíjecího rezistoru ve stejnosměrném meziobvodu měniče, jak bylo vysvětleno v kapitole 2.1. Součástí je také podpěťová ochrana napájecího napětí řídicích obvodů a zpožděné zapnutí měniče, aby nedošlo k odběru proudu před spolehlivým přemostěním nabíjecího rezistoru stykačem. Pro svou činnost zajišťují i stabilizaci napětí 5 V z přivedeného napětí 15 V z externího zdroje.



Obr. 4.2: Deska plošného spoje s řídicími obvody a primární částí budičů

Řídicí elektronika je z konstrukčních důvodů rozdělena na dva celky. Všechny uvedené obvody včetně primárních částí budičů jsou umístěny na společném plošném spoji a jejich kompletní schéma je v příloze ŘÍDICÍ OBVODY -SCH A.1. Oddělovací transformátory budičů a obvody sekundárních stran jsou umístěny přímo na modulech IGBT. Schéma sekundární části budiče pro jednu polovinu H mostu je v příloze ODDĚLOVAČ BUDIČE -SCH B.1. Pro obě poloviny H mostu jsou tedy zapotřebí tyto konstrukční celky dva, každý na jeden modul IGBT.

Seznam všech součástek modulu ŘÍDICÍ OBVODY je v příloze E.1. Stejně tak je pro modul ODDĚLOVAČ BUDIČE seznam součástek v příloze E.2. Jedná se o rozpis součástek pro sekundární část budiče jednoho IGBT modulu. Pro celý střídač je tedy zapotřebí dvojnásobného množství uvedených součástek. V seznamu jsou vypuštěny samotné IGBT moduly, neboť ty nejsou součástí budiče.

4.2 Podrobný popis zapojení řídicích a budičích obvodů

Nejprve začnu s popisem schématu z přílohy ŘÍDICÍ OBVODY -SCH A.1. V horní části schématu je napájecí zdroj, spínač stykače a klopný obvod D (IC6B), který

není využit. Pod nimi se nachází podpěťová ochrana a zpoždění zapnutí. Níže lze nalézt komparátor proudu a synchronizace vypínání při nadproudu. Dole je bočník měření proudu, fázovací členek pro nastavení synchronizace vypínání v nule proudu a startovací oscilátor. Vpravo od nich jsou budičí hradla spínačů impulzních transformátorů a na pravou stranu jsem umístil samotné spínače impulzních transformátorů tvořené dvěma H můstky z MOS-FET.

4.2.1 Napájecí část

Napájecí napětí řídicích obvodů 15 V je přivedeno do konektoru K3. Přímo z přivedeného napětí jsou napájeny budiče, tedy integrované obvody IC2, IC3 a mosty s MOS-FET napájející primární vinutí impulzních transformátorů budičů, ovládací cívka stykače a vstup podpěťové ochrany. Aby se nepřeneslo rušení způsobené spínáním velkých budičích proudů, je napájení ostatních nevýkonových signálových obvodů odděleno dolní propustí tvořené LC filtrem L1 a C3. Z vyfiltrovaného 15 V napětí je pak napájen komparátor IC4, dělič nastavující proudové omezení střídače a stabilizátor napětí 5 V. Z 5 V větve jsou napájeny logické obvody (IC1 a IC6) a ostatní signálové prvky.

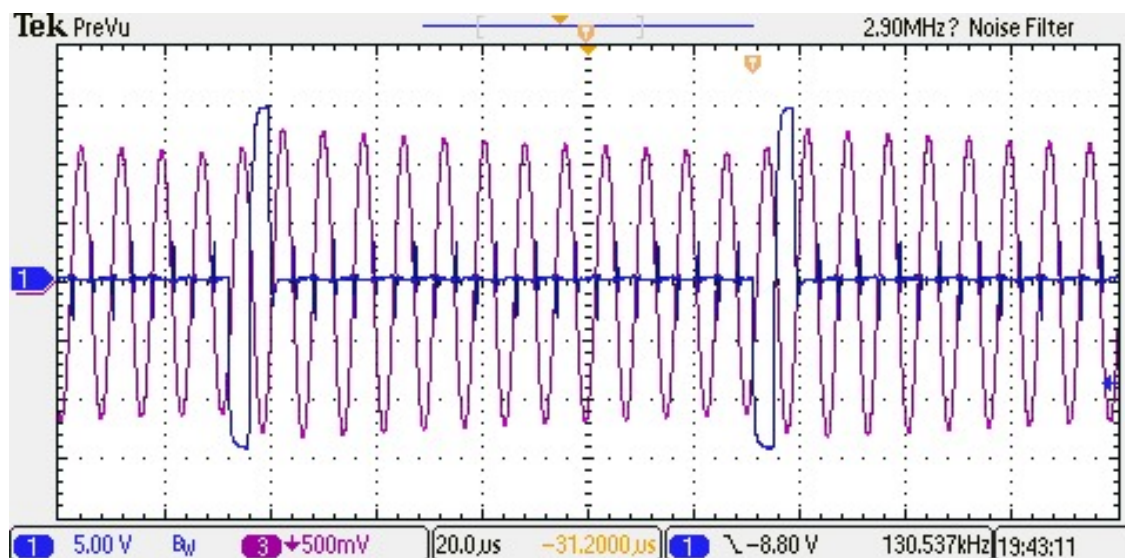
Dále jsou v těsné blízkosti napájecích vývodů všech integrovaných obvodů a také též v blízkosti budičích H mostů 10 μ F keramické blokovací kondenzátory. Ve schématu jsou tedy také zakresleny v blízkosti napájecích vývodů.

4.2.2 Generátor impulzů

Sekundární vinutí měřicího proudového transformátoru, který měří proud rezonančním obvodem, je připojeno na konektor K4. Z konektoru je proud veden na bočník tvořený rezistory R10, R16 a R17. Na bočníku je navržený úbytek napětí 50 V při jmenovitém proudu, takže rezistor R10 musí být výkonový a spodní odpor děliče je tvořen paralelní kombinací dvou SMD rezistorů.

Pro potlačení rušivých napětí je paralelně k bočníku kondenzátor C13. Z bočníku je napájen fázovací členek tvořený kondenzátorem C15, rezistorem R15 a odporovým trimrem R6. Vstupní odpor fázovacího članku je dán odporem bočníku. Článek je zatížen vstupem hradla IC1D, přesněji jeho diodami omezujícími výrazné vychýlení vstupního napětí mimo rozsah napájení hradla. Při zanedbání rozkmitu přibližně 6 V lze uvažovat, že fázovací členek pracuje do zkratu. Proud diodami hradla je tedy dán napětím na bočníku a impedancí fázovacího članku. Stejnosměrný posun výstupu članku je od bočníku oddělen vazebním kondenzátorem C14. Vzhledem k velkému napájecímu napětí a velké frekvenci jsou kondenzátory C13 a C15 dimenzovány na stejnosměrné napětí 200 V a s hmotou NP0.

Hradlo IC1E tvoří s rezistory R4, R18 a s kondenzátorem C16 startovací oscilátor. Jeho kmitočet je 141 kHz a po příchodu pulzů ze zpětné vazby se vyřadí z činnosti, neboť impedance kondenzátoru C16 je na pracovním kmitočtu výrazně menší, než odporové zpětné vazby hradla. Výstupní pulzy hradla jsou přiváděny na vstupy všech budičích hradel (IC2 a IC3) a přes invertor IC1F také na fázovou synchronizaci vynechávání pulzů při nadproudu.



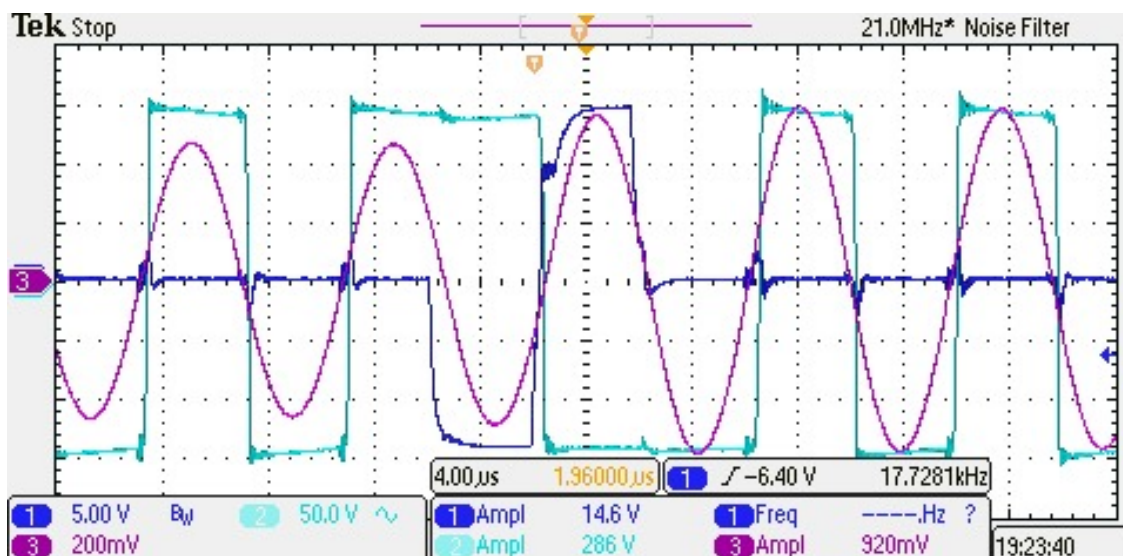
Obr. 4.3: Časový průběh budičího signálu a výstupního proudu při proudovém omezení

1 (modrá): napětí mezi řídicí elektrodou a emitorem tranzistoru T_{DA} 5 V/díl

3 (fialová): proud tekoucí z větve A 25 A/díl

čas: 20 μs/díl

Z odbočky bočníku tvořené rezistory R16 a R17 je napájen špičkový detektor tvořený diodou D1, kondenzátorem C11 a vybíjecím rezistorem R2. Vyhodnocená amplituda proudu je porovnávána komparátorem IC4 s referenční hodnotou nastavenou odporovým děličem R1, R3 s trimrem R19. Pro potlačení rušení do vstupu komparátoru je v jeho těsné blízkosti kondenzátor C10. Výstup komparátoru je tvořen tranzistorem, jehož emitor je spojen se zemí a otevřený kolektor je vyveden ven. Výstup je tedy pro dosažení kladné hodnoty připojen přes rezistor R5 na kladné napájení a dále veden na vstup klopného obvodu D (IC6A). Synchronizaci vypnutí zajišťuje hodinový vstup klopného obvodu. Výstupem klopného obvodu je blokován pouze budič jedné poloviny výkonového H mostu, aby během vynechaného pulzu nedošlo k velkému poklesu amplitudy. To by způsobovalo zbytečně velké zvlnění napětí na sekundární straně bezdrátového přenosu. Funkce vynechávání pulzů je zřejmá z časového průběhu na obrázku 4.3. Po vygenerování jednoho kmitu ampli-



Obr. 4.4: Detail časového průběhu budicího signálu, výstupního napětí větve A a výstupního proudu při proudovém omezení

- 1 (modrá): napětí mezi řídicí elektrodou a emitorem tranzistoru T_DA 5 V/díl
 - 2 (světle modrá): napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru T_DA 100 V/díl
 - 3 (fialová): proud tekoucí do větve A 25 A/díl
- čas: 1 μs/díl

tuda proudu nepatrně klesá po dobu několika period. Po poklesu amplitudy pod mez definovanou referencí komparátoru IC4 je vygenerován další kmit, který navýší amplitudu proudu. Druhá polovina mostu spíná trvale během všech period.

Na detailu časového průběhu 4.4 je vidět i změna napětí. Během vynechaných pulzů teče proud přes nulovou diodu tranzistoru T_HA, což způsobí napětí na výstupu větve A navýšené o úbytek napětí na nulové diodě. Po sepnutí tranzistoru T_HA a přirozené změně směru proudu se dioda uzavře a teče proud přes tranzistor. To způsobí pokles napětí na výstupu větve o úbytek na diodě v předchozím čase a nově vzniklý úbytek na tranzistoru v opačném směru. Spolu s kolísáním napětí na meziobvodu tento děj vyvolává malý schod na časovém průběhu napětí.

Na obrázku 4.4 je také vidět projev Millerovy kapacity, která vyvolává během přepínacích dějů tranzistorů nebo nulových diod pulzy na řídicí elektrodě. Parazitní Millerova kapacita mezi kolektorem a řídicí elektrodou je sice malá. Ve spojení s velkou strmostí hran kolektorového napětí to vyvolá nezanedbatelný proud do řídicí elektrody. Pokud by nebyla řídicí elektroda přes sekundární vinutí spojena s emitorem, tak by to zcela jistě způsobovalo pootevírání tranzistoru během změn polarity výstupního proudu.

4.2.3 Podpěťová ochrana a zpožděné zapnutí

Podpěťovou ochranu hlídající 15 V větev tvoří Zenerova dioda D4 s rezistorem R7, RC filtr R8 a C8 a Schmittův invertor IC1B. Dioda D4 odečítá od napájecího napětí napětí 9,1 V. To zajistí při poklesu napájecího napětí překlopení invertoru s hysterezí. Proti aktivaci rušivými poklesy je detekční napětí filtrováno.

Na výstupu hradla je dioda D2, která tvoří s diodou D3 logický součet. Činnost měniče tedy může blokovat podpěťová ochrana nebo zpožďovací RC člen (R22, C9) přibližně 200 ms po zapnutí nebo po opětovné deaktivaci podpěťové ochrany. Rezistor R23 umožňuje vybití kondenzátoru C9.

Výstup logického součtu je negován a posílen hradlem IC1C a jeho stav je indikován pomocí LED. Jedna polovina výkonového H mostu je blokována skrz asynchronní nulování klopného obvodu D a druhou polovinu blokuje přímo přes výstupy hradel budiče.

4.2.4 Spínač stykače

Zpožděné zapnutí generuje nabíjení RC článku z rezistoru R20 a kondenzátoru C7 přivedené na vstup invertoru s hysterezí. Výstup je přes rezistor R21 veden na řídicí elektrodu MOS-FET. Ten je vybrán s nízkým napětím řídicí elektrody, aby postačovalo pro sepnutí napětí výstupu z hradla. Dioda D5 potlačuje napěťový překmit na tranzistoru při vypnutí.

4.2.5 Budič

Primární část budiče

Generované pulzy jsou vždy pro jednu polovinu mostu negovány, pro druhou pouze proudově posíleny budičími hradly IC2 a IC3. Zároveň umožňují blokaci výstupu ochranami. Přes rezistory R11 – R14 se napájejí řídicí elektrody tranzistorů H mostů budiče. Rezistory R24 – R47 jsou omezeny nabíjecí a vybíjecí proudy řídicích elektrod výkonových IGBT a zároveň slouží jako omezovač proudu tranzistory budičího H mostu během jejich přepínání.

Pro určení ztrátového výkonu na rezistorech v budiči je zapotřebí určit budičí proud I_G tranzistoru, který je dán vztahem 4.2. Protože v katalogovém listu použitého IGBT není uveden přenesený náboj Q_{G30} při změně napětí řídicí elektrody $u_{GE}(t)$ z -15 V do $+15$ V, ale pouze náboj na elektrodě Q_{G20} při napětí $u_{GE}(t_{on}) = +20$ V, určím orientační hodnotu Q_{G30} poměrem rozdílných napětí $u_{GE}(t)$ z Q_{G20} .

$$Q_{G30} \approx Q_{G20} \cdot \frac{\Delta U_{GE}}{U_{GE}} = 1300 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{+15 - (-15)}{+20} = 1950 \text{ nC} \quad (4.1)$$

$$I_G = Q_{G30} \cdot f_{rez} = 1950 \cdot 10^{-9} 145,7 \cdot 10^3 = 0,284 \text{ A} \quad (4.2)$$

Budicí výkon pro jeden tranzistor je

$$P_G = I_G \cdot \Delta U_{GE} = 0,284 \cdot 30 = 8,52 \text{ W} \quad (4.3)$$

Celkový ztrátový výkon P_{RG} je tedy čtyřnásobek budicího výkonu jednoho tranzistoru P_G .

$$P_{RG} = 4 \cdot P_G = 4 \cdot 8,52 = \underline{\underline{34,1 \text{ W}}} \quad (4.4)$$

Celkový ztrátový výkon P_{RG} se dělí mezi rezistory R24 – R47 na primární straně budiče a čtveřici zapínacích rezistorů na sekundární straně (R1 a R2 pro každou větev).

Budicí transformátory

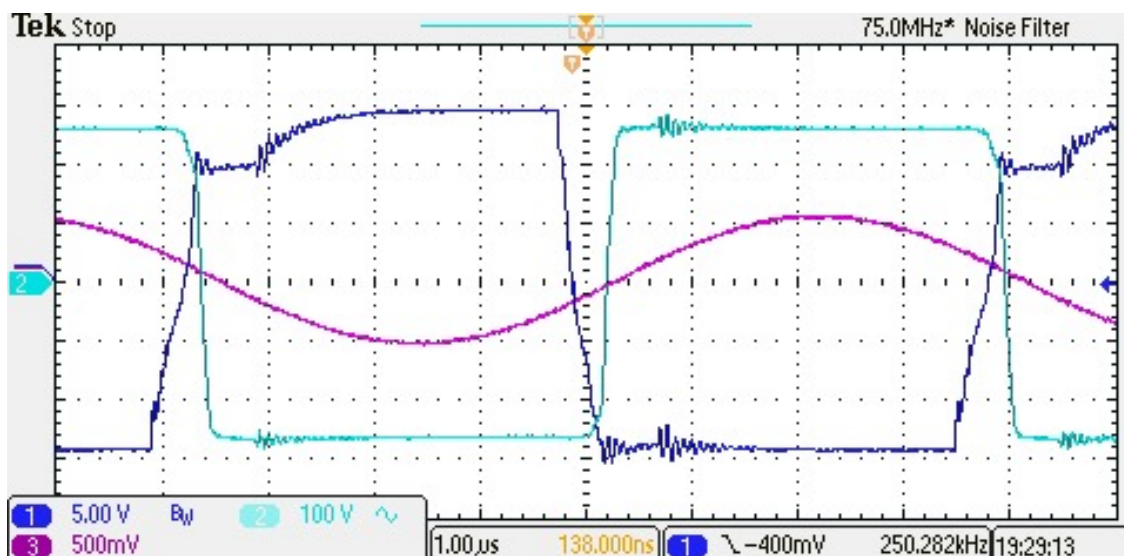
Pro 4 výkonové tranzistory jsou použity dva budicí transformátory. Jeden transformátor má dvě sekundární vinutí a budí jednu dvojici tranzistorů v jedné větvi. Všechny vinutí mají stejný počet závitů, a to 15.

Sekundární část budiče

Transformátor TR1 každého budiče lze spolu se sekundárními prvky nalézt ve schématu v příloze ODDĚLOVAČ BUDIČE -SCH **B.1**. Na sekundární straně transformátoru TR1 jsou pro zapínání IGBT zpomalovací rezistory R1 a R2, které jsou při vypínání přemostěny diodami D1 a D2. Proti poškození řídicích elektrod vlivem Millerova jevu je jejich napětí omezeno 18 V transily T1 a T2. Jeden transformátor TR1 je společný vždy pro dvojici IGBT, tedy pro buzení jednoho výkonového půlmostu. Pro buzení spodního IGBT je však zaměněn začátek a konec sekundárního vinutí oproti hornímu IGBT. Vzájemné těsné vazby sekundárních vinutí se využívá pro zamezení současného sepnutí jednoho IGBT v době, kdy druhý ještě není zcela vypnut.

Během vypínání IGBT na jeho řídicí elektrodě zprvu téměř skokově poklesne napětí $u_{GE}(t)$ na hodnotu $U_{th,off}$. Na této hodnotě se ustálí až do doby, kdy kolektorové napětí $u_{CE}(t)$ dosáhne úrovně napětí na meziobvodu U_d . Poté klesá napětí řídicí elektrody na zápornou hodnotu. Do této chvíle napětí na řídicí elektrodě $u_{GE}(t)$ udržovalo přes transformátorovou vazbu záporné napětí na řídicí elektrodě druhého tranzistoru, kterému tak bránilo v jeho zapnutí. Od této chvíle tedy přejde u druhého tranzistoru napětí na řídicí elektrodě $u_{GE}(t)$ do kladné hodnoty $U_{th,on}$ a začne jeho otevírání.

Funkce je patrná i z naměřeného časového průběhu při zapínacím a vypínacím ději na obrázku **4.5**. V časovém průběhu je však sedlo vypínacího děje špatně vidět,



Obr. 4.5: Detail časového průběhu budicího signálu, výstupního napětí větve A a výstupního proudu při zapínacím a vypínacím ději

1 (modrá): napětí mezi řídicí elektrodou a emitorem tranzistoru T_DA 5 V/díl

2 (světle modrá): napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru T_DA 100 V/díl

3 (fialová): proud tekoucí do větve A 25 A/díl

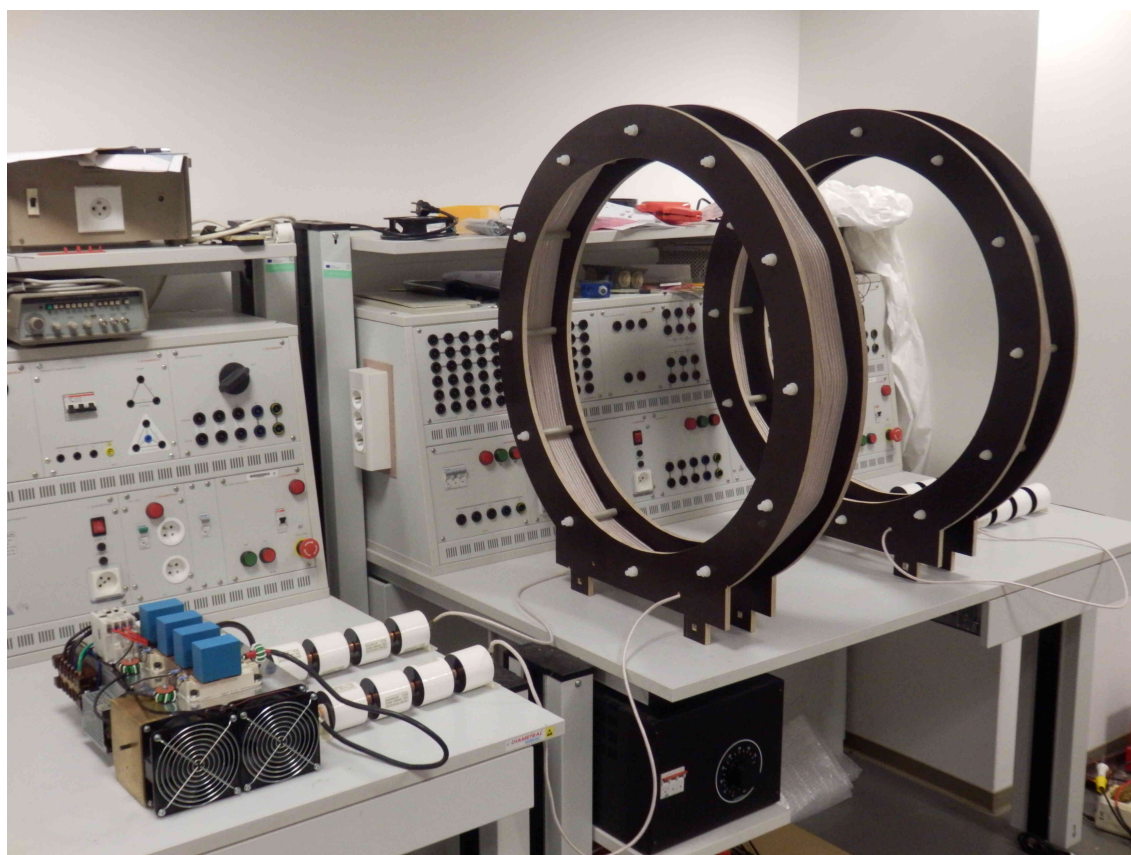
čas: 1 μ s/díl

neboť je velmi krátké oproti sedlu při zapínání. Vlivem rozptylu budicího transformátoru a úbytku napětí na prvcích sekundárních stran budičů jsou sedla tranzistoru T_HA posunuta. [5]

5 Rozbor dosažených výsledků

Nezanedbatelnou část práce zahrnuje také konstrukce bezdrátového přenosu výkonu. Technické výkresy jsou zahrnuty v příloze. Kromě již popsaných schémat uvádím i dokumentaci k plošnému spoji řídicích obvodů včetně osazovacích plánek a rozměrového náčrtku. Dále je zde zdokumentována konstrukce cívek vázaného rezonančního obvodu.

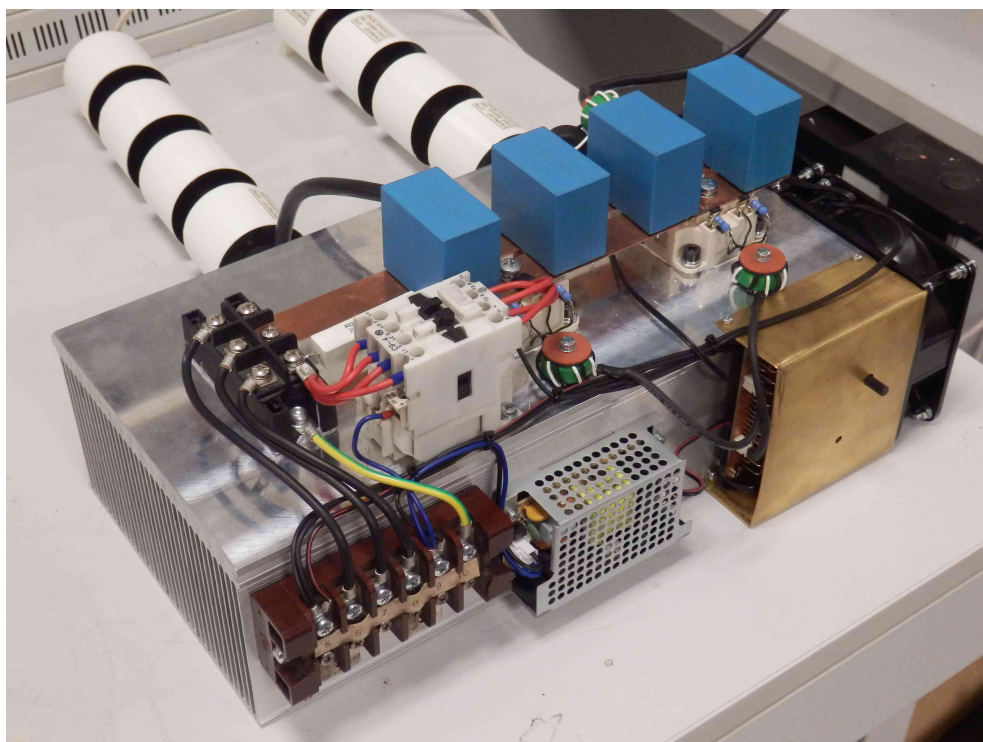
Pro názornost zde uvádím fotografie realizovaného vzorku.



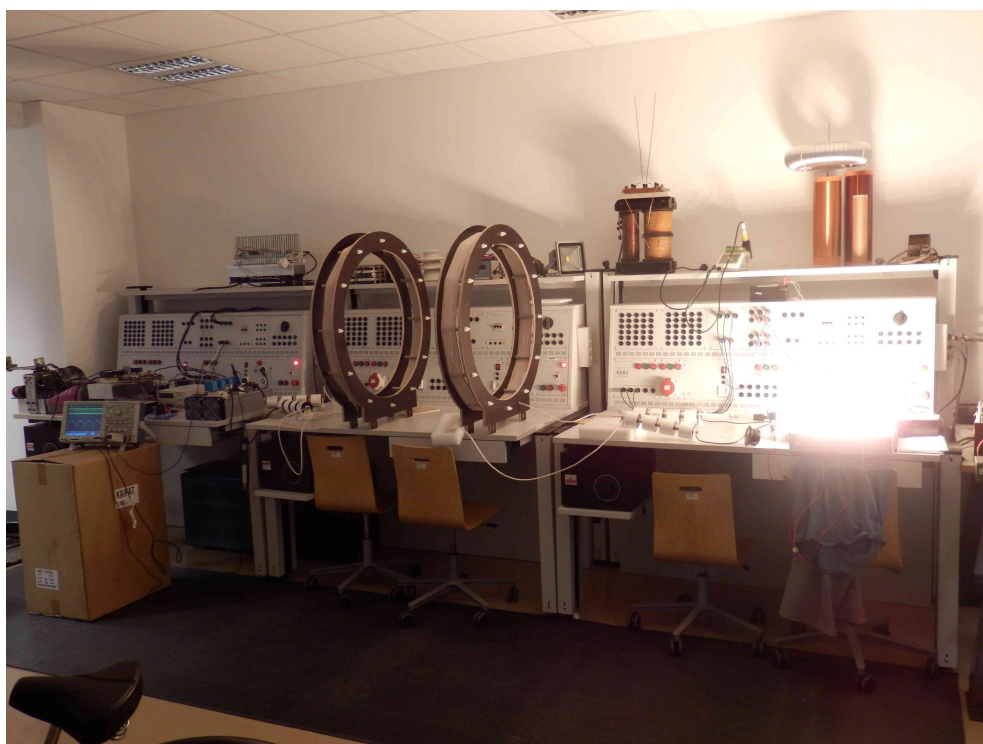
Obr. 5.1: Celková fotografie konstrukce bezdrátového přenosu výkonu

Během testování bezdrátového přenosu napájeném jednofázovou sítí o napětí 234 V, 50 Hz na vzdálenost 600 mm při zatížení odporovou zátěží žárovkami s příkonem 1,84 kW bylo provedeno měření účinnosti. Příkon byl $P = 2,348 \text{ kW}$ a výkon $P' = 1,839 \text{ kW}$.

$$\eta = \frac{P'}{P} = \frac{1,839 \cdot 10^3}{2,348 \cdot 10^3} = \underline{\underline{78,34\%}} \quad (5.1)$$



Obr. 5.2: Detailní fotografie konstrukce měniče na primární straně



Obr. 5.3: Ukázka bezdrátového přenosu výkonu na vzdálenost 600 mm napájeného z jednofázové sítě a zatíženého žárovkami s příkonem 1,84 kW

6 Závěr

Vzhledem k tomu, že práce byla velmi časově náročná, tak i přes intenzivní práci jsem nestihl důkladně dokončit dokumentační část. I přesto jsem ale splnil všechny body zadání. Bezdrátový přenos sice nebyl otestován na plný výkon, byla však otestována vysílací část na jmenovité výstupní napětí a proud. Pro otestování přenosu a změření účinnosti byla využita zátěž, která nedovolovala otestovat přenos na plný výkon. Při výkonu 1,84 kW byla naměřena účinnost přenosu 78,34 %. Při provozu na třífázové síti a vyšším výkonu předpokládám mírné navýšení účinnosti, neboť bude vstupní usměrňovač pracovat v optimálnějších režimu.

Literatura

- [1] LU, Fei. *High Power Capacitive Power Transfer for Electric Vehicle Charging Applications*. 2017. The University of Michigan. Dostupné z: <https://deepblue.lib.umich.edu/bitstream/handle/2027.42/138493/feilu_1.pdf>.
- [2] MARTIŠ, Jan a Pavel VOREL. Wireless Power Transfer 2.5 kW with Simple Control and High Efficiency. V *Proceedings of the 2018 18th International Conference on Mechatronics – Mechatronika (ME)*. 1. 2018. s. 1-6. ISBN: 978-80-214-5543-6.
- [3] PITNER, Tomáš. *Bezdrátový přenos energie za pomoci vázaných rezonančních obvodů*. Brno, 2017. Absolventská práce. Gymnázium Brno, třída Kapitána Jaroše 14.
- [4] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. V Brně: VUTIUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [5] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky. Svazek III.: Výkonové polovodičové spínací součástky*. FEKT VUT.
- [6] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky. Svazek I.: Tepelné jevy, činný výkon*. FEKT VUT.
- [7] VOREL, Pavel. *Řídicí členy v elektrických pohonech*. FEKT VUT.
- [8] BOUDA, Karel a Ivo STRAŠIL. *Zabezpečovací systémy*. 2011.
- [9] EICKELMANN, Jens. *Driving Force Electromobility*. PHOENIX CONTACT, 2017.
- [10] MAŤÁTKO, Jan. *Elektronika: učební text pro SPŠ s výukou předmětů Elektronika a Elektronika a elektronická zařízení ve studijních oborech skupiny 26 - Elektrotechnika a 37 - Doprava : pošty a telekomunikace*. 2., nezm. vyd. Praha: SNTL, 1990. ISBN 80-030-0186-2.
- [11] DAWNCAP. *DTR Series Resonance* [online]. [cit. 2018-10-15]. Dostupné z: <<http://www.dawn-cap.cn/upload/201806/DAWNCAP-DTR\%202015.pdf>>
- [12] SEMIKRON. *Ultra Fast IGBT Module SKM100GB125DN*. [online]. 2012 [cit. 2018-11-21]. Dostupné z: <<https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skm100gb125dn-21915390.pdf>>

- [13] SEMIKRON. *Ultra Fast IGBT Modules SKM 200GB125D, SKM 200GAL125D, SKM 200GAR125D*. [online]. 2007 [cit. 2018-11-21]. Dostupné z: <<https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skm200gb125d-22890620.pdf>>
- [14] INTERNATIONAL RECTIFIER. *MT..KB SERIES. THREE PHASE BRIDGE. Power Modules* [online]. [cit. 2018-12-2]. Dostupné z: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/irf/70mtkb.pdf>>
- [15] HELLWIG, Ansgar. *Helmholtz coils*. Dostupné z: <https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/2/2c/Helmholtz_coil.svg>
- [16] SEMIKRON. *SKM200GB125D IGBT Modules SEMITRANS 3*. Dostupné z: <https://static2.semikron.com/typo3temp/product_images/SEMIKRON_skm200gb125d-22890620_picture.jpg>
- [17] RCS Components. *60MT120KB* Dostupné z: <<https://ph.element14.com/productimages/nio/standard/4387706.jpg>>
- [18] FARNELL. *B32778G8606K000 - DC Film Capacitor, 60 μ F, 800 V, PP (Polypropylene), $\pm 10\%$, B32778 Series*. Dostupné z: <<https://uk.farnell.com/epcos/b32778g8606k000/cap-film-pp-60uf-800v-rad/dp/1781924>>
- [19] TESLA. *Konstrukční katalog: Pasivní elektronické součástky*. První vydání. Praha: ELTOS, 1990.

Seznam symbolů, veličin a zkratk

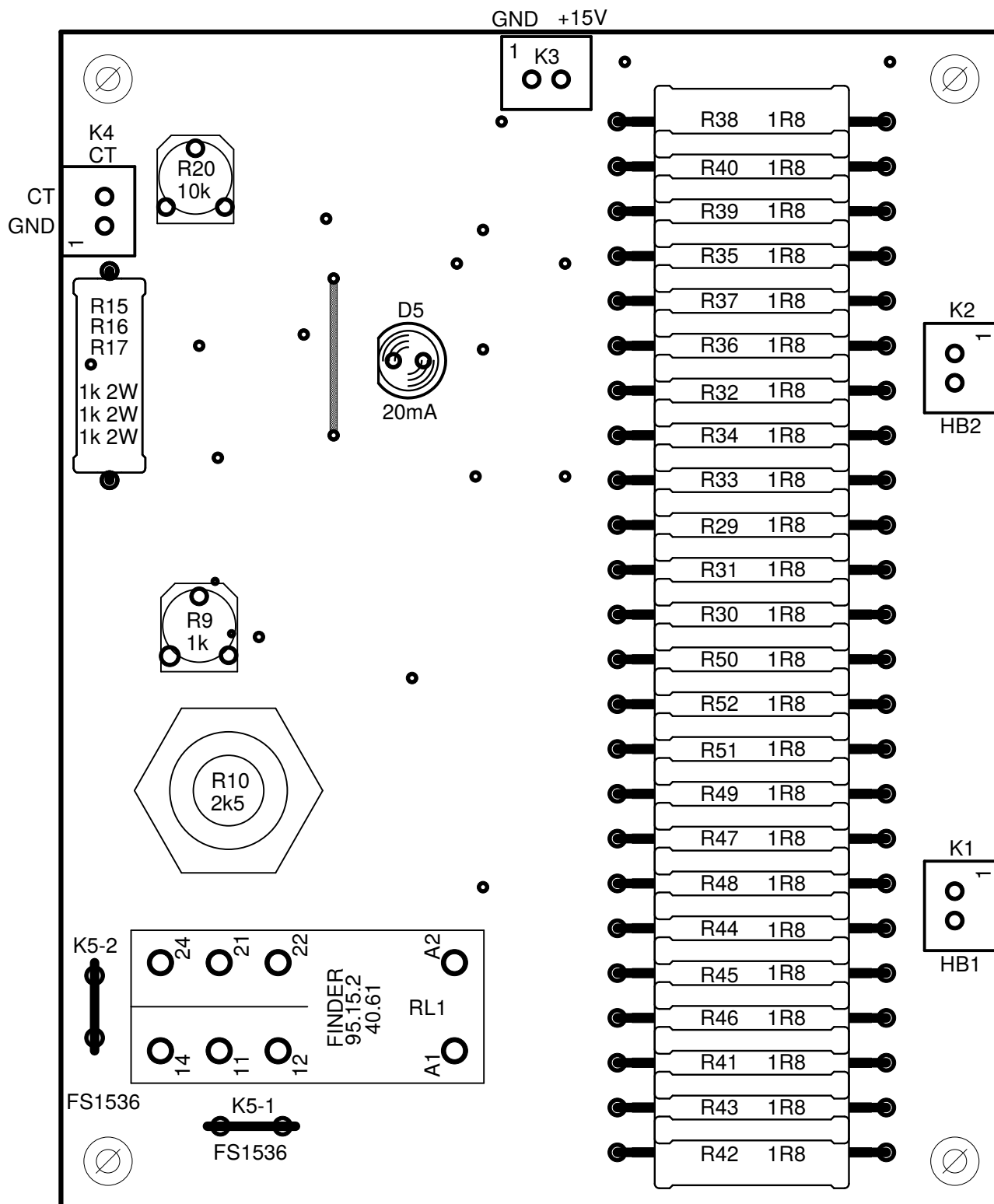
a [m]	poloměr cívky
b [m]	poloměr řezu svazku vinutí
C [F]	kapacita kondenzátoru
d [m]	vzdálenost cívek
$E()$ [–]	hodnota úplného eliptického integrálu II. druhu
E_{off} [J]	vypínací energie
f [Hz]	požadovaný pracovní (rezonanční) kmitočet
f_{DC} [Hz]	kmitočet první harmonické zvlnění napětí f_{DC}
$f_{sít}$ [Hz]	kmitočet síťového napětí
i_c [A]	proud kondenzátorem
I_L [A]	efektivní hodnota proudu induktorem
I_C [A]	jmenovitý proud
I_O [A]	jmenovitý stejnosměrný proud usměrňovače
I_{1ef} [A]	efektivní hodnota proudu v primárním rezonančním obvodu
I_{2ef} [A]	efektivní hodnota proudu v sekundárním rezonančním obvodu
k [–]	činitel vazby
k_p [–]	činitel plnění mědi ve vodiči
$K()$ [–]	hodnota úplného eliptického integrálu I. druhu
K_U [–]	napěťový přenos
l [m]	vzdálenost elektrod
l_{vod} [m]	délka vodiče jedné cívky
L [H]	celková vlastní indukčnost cívky
L_1 [H]	celková vlastní indukčnost primární cívky
L_2 [H]	celková vlastní indukčnost sekundární cívky
M_{12} [H]	vzájemná indukčnost primární a sekundární cívky
N [–]	počet závitů
N_1 [–]	počet závitů primární cívky
N_2 [–]	počet závitů sekundární cívky
P_{ZTRR} [W]	ztrátový výkon usměrňovače
P [W]	tepelný výkon (tepelný tok)
P_z [W]	požadovaný přenášený výkon
P_{Cu} [W]	ztrátový výkon na odporu vinutí induktoru
Q [–]	činitel jakosti rezonančního obvodu
R_{Cu} [Ω]	odpor vinutí induktoru
R_s [Ω]	sériový ztrátový odpor kondenzátoru
R_d [Ω]	dynamický odpor v sepnutém stavu
R_z [Ω]	optimální zatěžovací odpor

R_{ϑ} [K · W ⁻¹]	tepelný odpor
$R_{\vartheta JCT}$ [K · W ⁻¹]	tepelný odpor tranzistoru čip – pouzdro
$R_{\vartheta CHT}$ [K · W ⁻¹]	tepelný odpor tranzistoru pouzdro – chladič
$R_{\vartheta JCR}$ [K · W ⁻¹]	tepelný odpor usměrňovače čip – pouzdro
$R_{\vartheta CHR}$ [K · W ⁻¹]	tepelný odpor usměrňovače pouzdro – chladič
$R_{\vartheta H}$ [K · W ⁻¹]	maximální tepelný odpor chladiče
$R_{\vartheta H 200}$ [K · W ⁻¹]	tepelný odpor lamelového chladiče délky 200 mm
$R_{\vartheta H 300}$ [K · W ⁻¹]	tepelný odpor lamelového chladiče délky 300 mm
S [m ²]	překrývající se plocha elektrod
S_{Cu} [m ²]	efektivní průřez mědi
t [s]	čas
t_s [s]	doba přesahu
t_f [s]	doba poklesu
t_{off} [s]	vypínací doba
u [V]	napětí na kondenzátoru
U_{dmax} [V]	maximální trvalé napětí stejnosměrného meziobvodu
u_{DC} [V]	usměrněné napětí třífázové sítě šestipulzním usměrňovačem
u_{DCmax} [V]	amplituda usměrněného napětí
U_{CES} [V]	závěrné napětí (při řídicí el. spojené s emitorem)
U_{RRM} [V]	maximální opakovatelné napětí
U_{AC} [V]	maximální střídavé napětí na kondenzátoru
U_R [V]	špičkové napětí na kondenzátoru
U_{Dmax} [V]	maximální napětí na nulové diodě v závěrném směru
U_P [V]	prahové napětí
U_{in} [V]	napájecí stejnosměrné napětí střídače
$U_{in,ef}$ [V]	efektivní hodnota 1. harmonické obdélníkového průběhu
$U_{in,ef,MAX}$ [V]	maximální hodnota 1. harmonické obdélníkového průběhu
U_{out} [V]	požadované stejnosměrné napětí na zátěži
$U_{C1,MAX}$ [V]	amplituda napětí na kapacitoru primární strany
$U_{C2,MAX}$ [V]	amplituda napětí na kapacitoru sekundární strany
$U_{L1,MAX}$ [V]	amplituda napětí na primární cívce
$U_{L2,MAX}$ [V]	amplituda napětí na sekundární cívce
X [–]	substituce vztahu rozměrů
Y [–]	substituce vztahu rozměrů
ϵ_0 [F · m ⁻¹]	permitivita vakua
ϵ_r [–]	relativní permitivita
$\tan \delta$ [–]	ztrátový činitel kondenzátoru
ω [rad · s ⁻¹]	úhlový kmitočet
π [–]	Ludolfovo číslo

μ [$\text{H} \cdot \text{m}^{-1}$]	permeabilita vzduchu
ρ_{Cu} [$\Omega \cdot \text{m}$]	rezistivita mědi
λ [H]	celková magnetická vodivost cívky
λ_e [H]	vnější magnetická vodivost
λ_i [H]	vnitřní magnetická vodivost
$\vartheta_{j\max T}$ [$^{\circ}\text{C}$]	maximální teplota čipu tranzistoru
$\vartheta_{j\max R}$ [$^{\circ}\text{C}$]	maximální teplota čipu v usměrňovači
$\Delta\vartheta$ [$^{\circ}\text{C}$]	oteplení
ϑ_j [$^{\circ}\text{C}$]	teplota čipu
ϑ_0 [$^{\circ}\text{C}$]	maximální teplota okolního vzduchu
σ [$\text{A} \cdot \text{m}^{-2}$]	proudová hustota v mědi
AC	Alternating Current – střídavý proud
DC	Direct Current – stejnosměrný proud
D	Data, Delay – druh klopného obvodu
DPS	Deska Plošných Spojů
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LED	Light-Emitting Diode
MOS-FET	Metal Oxide Semiconductor – Field Effect Transistor
PE	Protective Earth
PDM	Pulse-Density Modulation
RC	Resistor Capacitor
SMD	Surface-Mount Device

Seznam příloh

A Přílohy - Řídicí obvody	59
A.1 Obvodové schéma řídicích obvodů	59
A.2 Osazovací plán desky řídicích obvodů - vrchní strana	60
A.3 Osazovací plán desky řídicích obvodů - spodní strana	61
A.4 Předloha desky řídicích obvodů - vrchní strana	62
A.5 Předloha desky řídicích obvodů - spodní strana	63
A.6 Konstrukční výkres řídicích obvodů	64
B Přílohy - Oddělovač budiče	65
B.1 Obvodové schéma oddělovače budiče	65
C Přílohy - Celkové zapojení	66
C.1 Obvodové schéma celkového zapojení	66
D Přílohy - Konstrukce vysílače	67
D.1 Výkres mechanické sestavy vysílače	67
D.2 Konstrukční výkres boku cívky	68
D.3 Konstrukční výkres základny	69
D.4 Konstrukční výkres klínku	70
D.5 Konstrukční výkres kolečka	71
D.6 Konstrukční výkres osy	72
E Přílohy - Seznam součástek	73
E.1 Seznam součástek řídicích obvodů	73
E.2 Seznam součástek oddělovače budiče	75
E.3 Seznam součástek výkonové části	75
F Použité měřicí přístroje	77



VYTVORIL TOMÁNEK RADEK DATUM 10.3.2019 MĚŘÍTKO 2:1

NÁZEV BEZDRÁTOVÝ PŘENOS TYP 20 kW

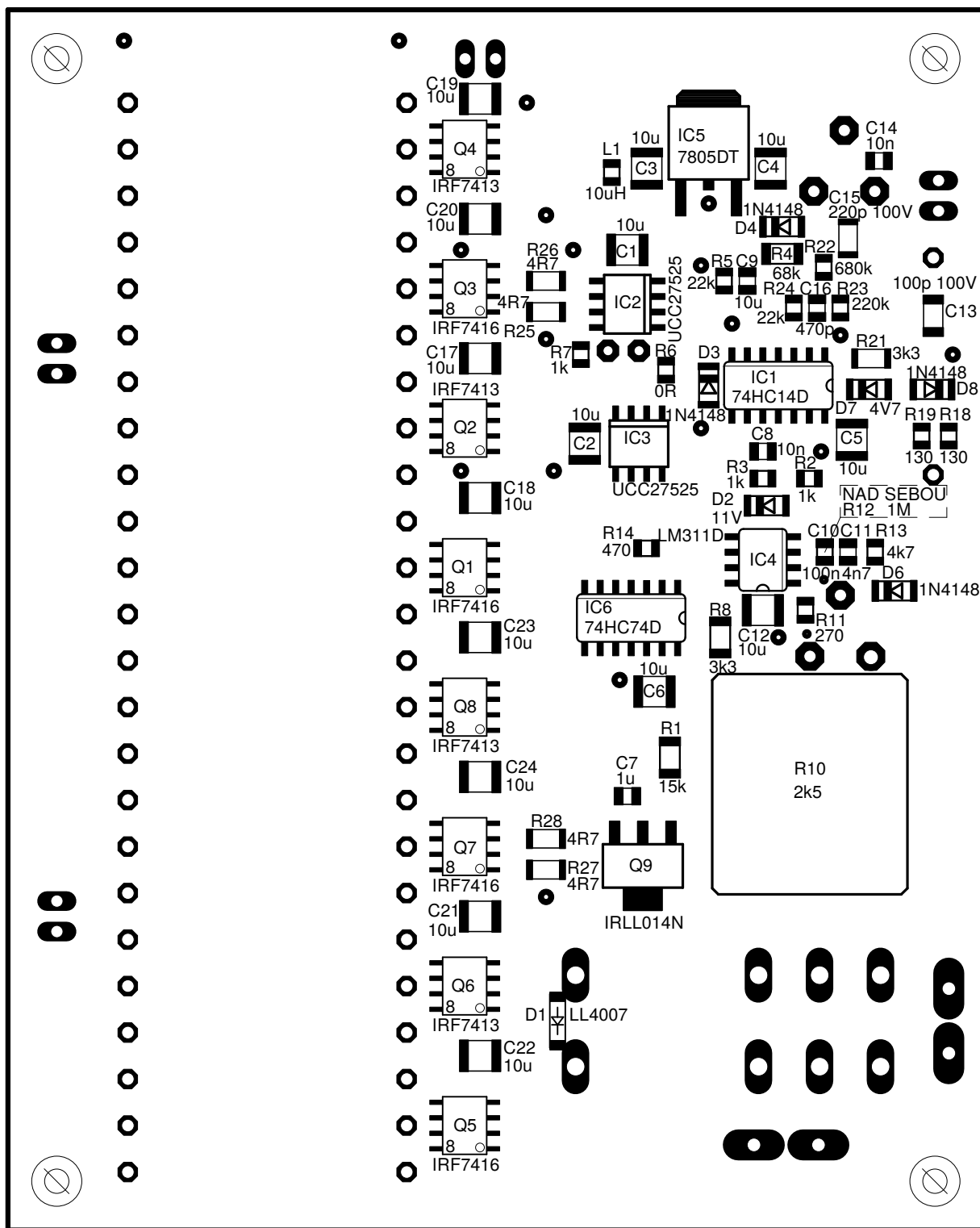
RÍDICÍ OBVODY -OST

ČÍSLO VÝKRESU

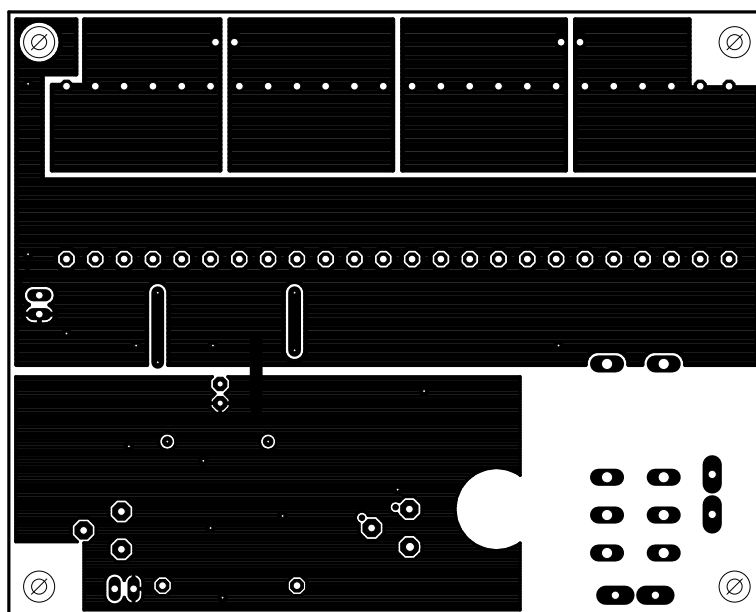
LISTŮ:

LIST:

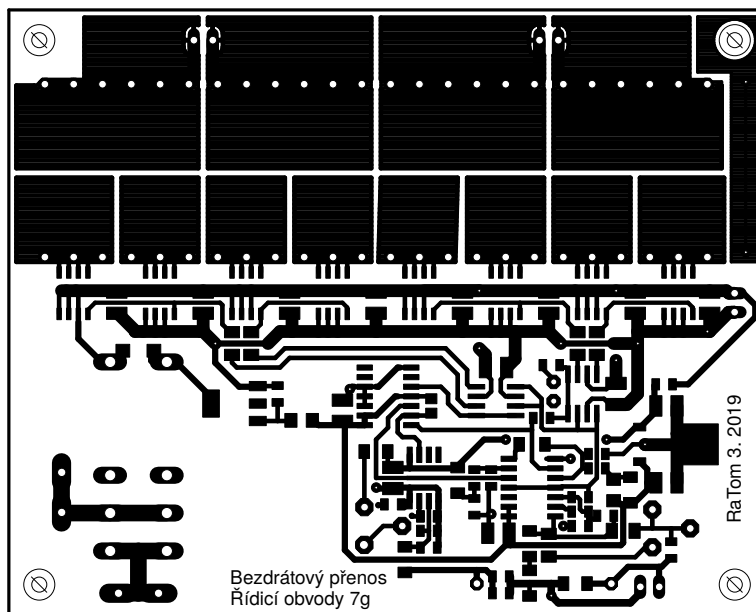
0032-2-01-04-07-G



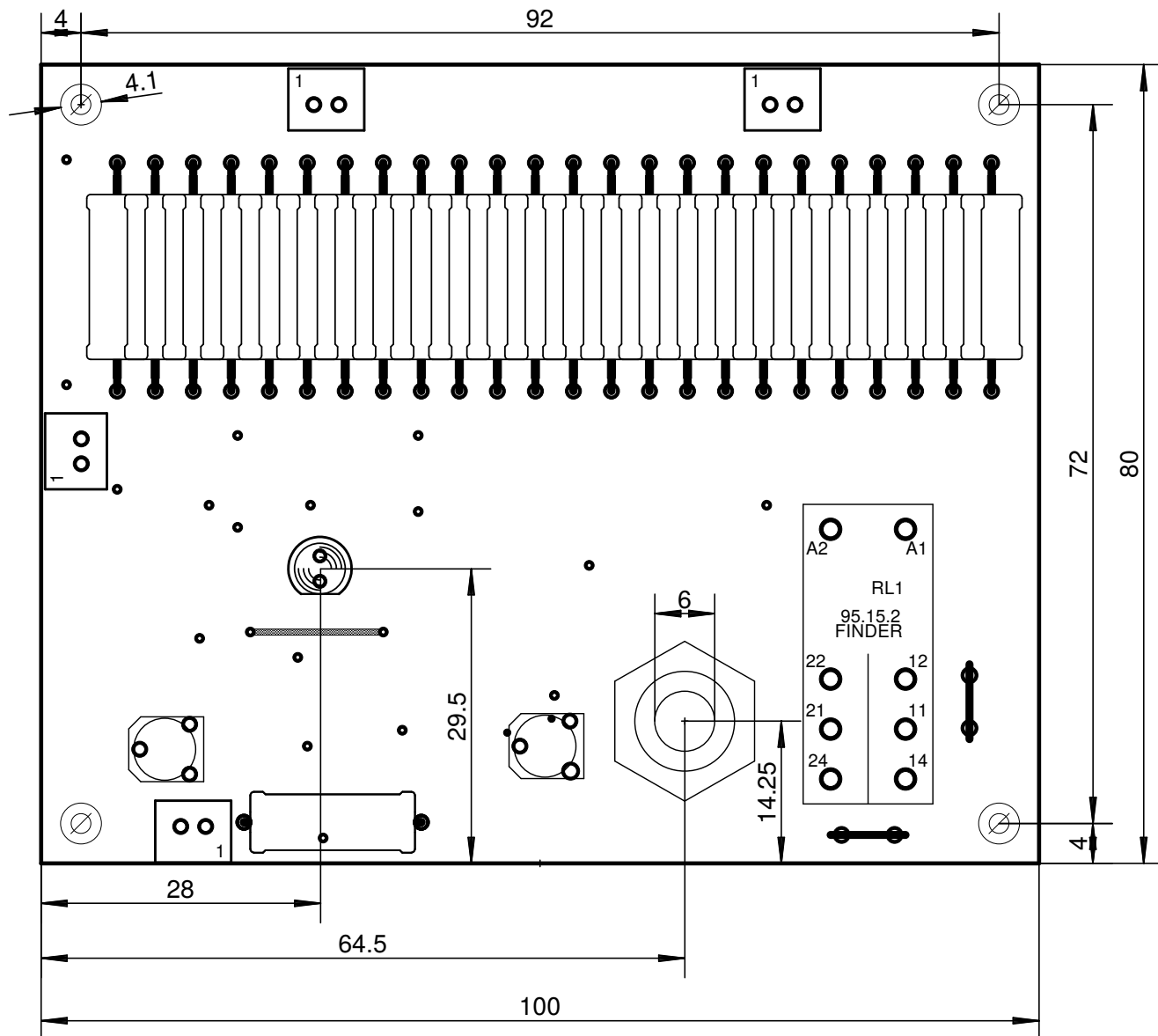
VYTVŮŘIL	TOMÁNEK RADEK	DATUM	10.3.2019	MĚŘÍTKO	2:1
NÁZEV	BEZDRÁTOVÝ PŘENOS TYP 20 kW				
RÍDICÍ OBVODY -OSB					
ČÍSLO VÝKRESU			LISTŮ:	LIST:	
0032-2-01-05-07-G					



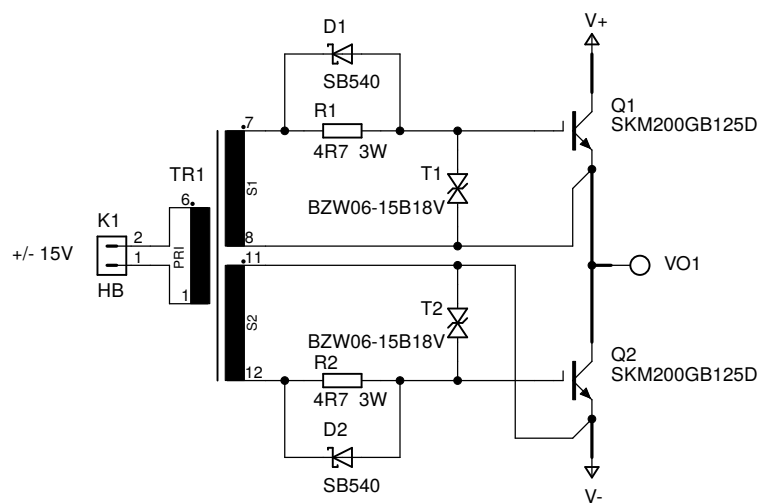
VYTVORIL	TOMÁNEK RADEK	DATUM	10.3.2019	MĚŘÍTKO	1:1
NÁZEV	BEZDRÁTOVÝ PŘENOS TYP 20 kW				
RÍDICÍ OBVODY -BRT					
ČÍSLO VÝKRESU	LISTŮ:		LIST:		
0032-2-01-02-07-G					



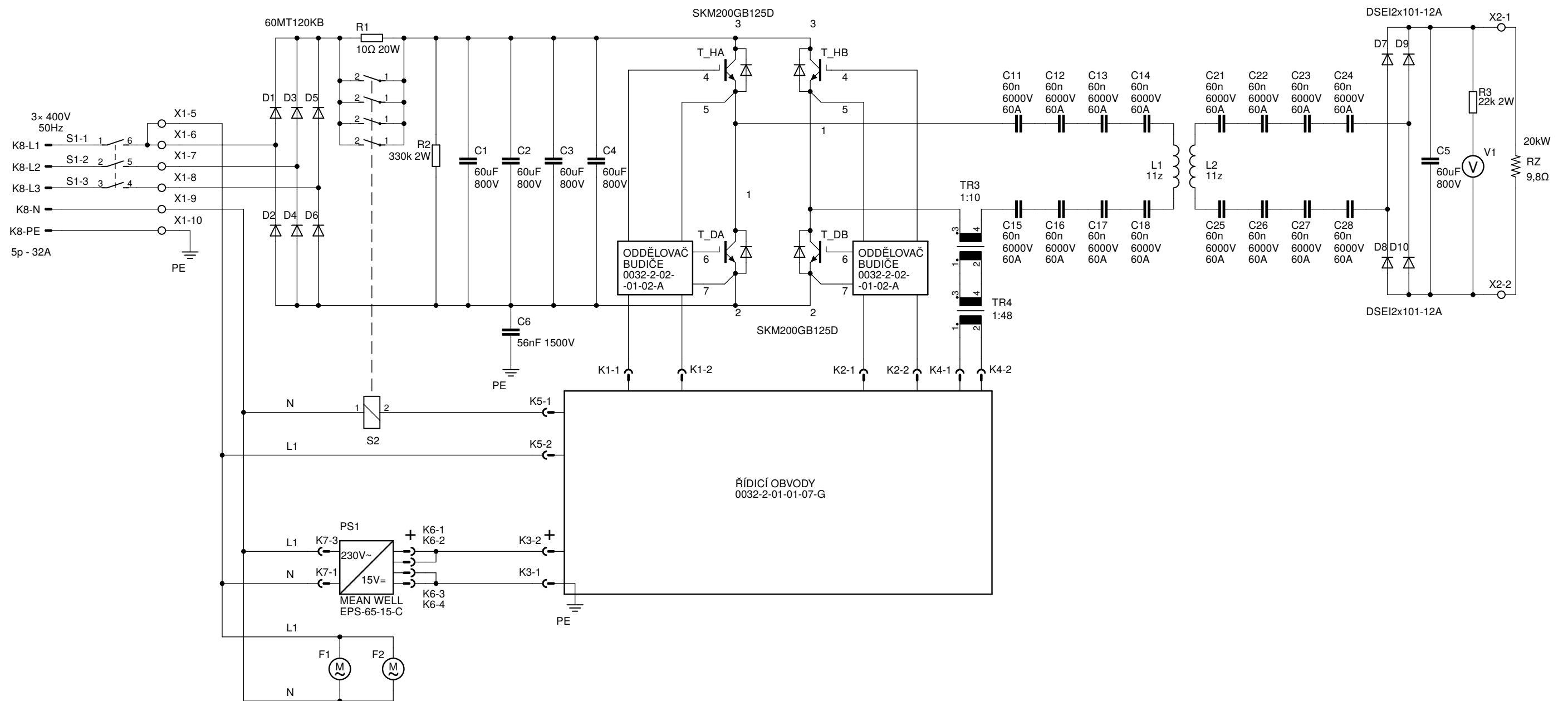
VYTVORIL	TOMÁNEK RADEK	DATUM	10.3.2019	MĚŘITKO	1:1
NÁZEV	BEZDRÁTOVÝ PŘENOS TYP 20 kW				
RÍDICÍ OBVODY -BRB					
ČÍSLO VÝKRESU	LISTŮ:		LIST:		
0032-2-01-03-07-G					



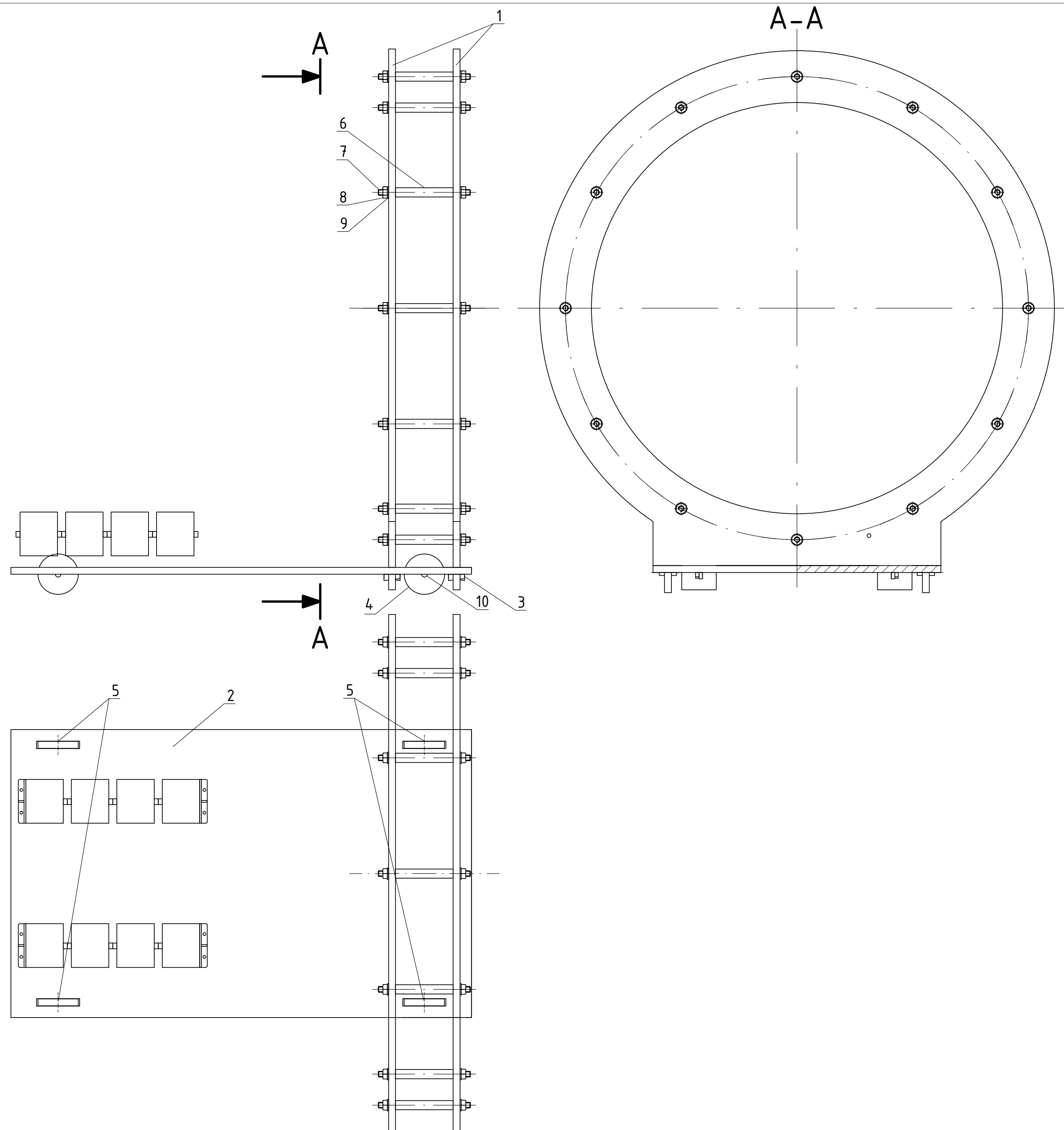
VYTVOŘIL	TOMÁNEK RADEK	DATUM	10.3.2019	MĚŘÍTKO	3:2
NÁZEV	BEZDRÁTOVÝ PŘENOS TYP 20 kW				
RÍDICÍ OBVODY -SOT					
ČÍSLO VÝKRESU	LISTŮ:		LIST:		
0032-2-01-09-07-G					



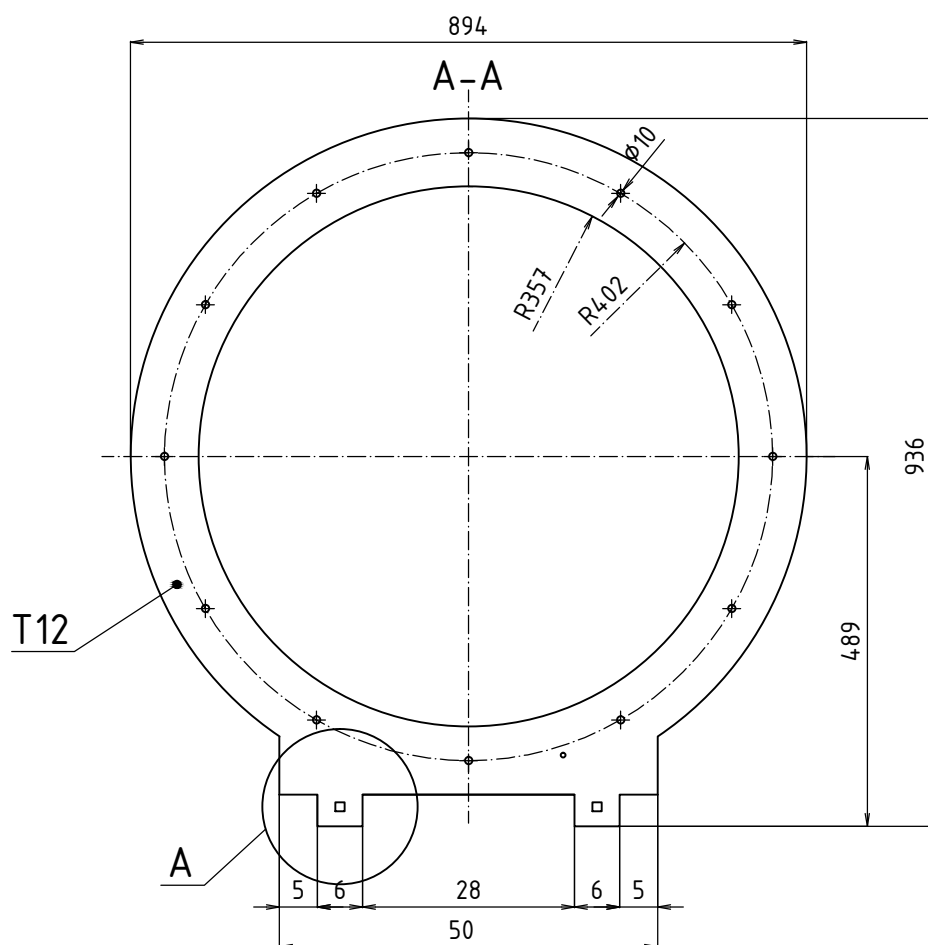
VYTVORIL	TOMÁNEK RADEK	DATUM	21.12.2018	MĚŘITKO
NÁZEV	BEZDRÁTOVÝ PŘENOS TYP 20 kW			
ODDĚLOVAČ BUDIČE -SCH				
ČÍSLO VÝKRESU	LISTŮ:		LIST:	
0032-2-02-01-02-A				



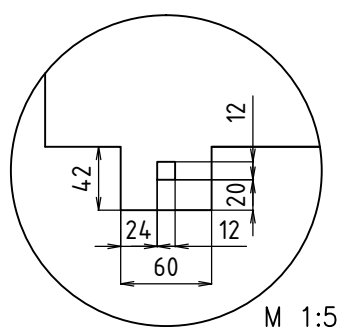
VYTVOŘIL	TOMÁNEK RADEK	DATUM	2.1.2019	MĚŘÍTKO
NÁZEV	BEZDRÁTOVÝ PŘENOS TYP 20 kW			
CELKOVÉ ZAPOJENÍ -SCH				
ČÍSLO VÝKRESU	LISTŮ:		LIST:	
0032-1-03-01-03-B				



ODKAZ	OZNAČENÍ	MNOŽSTVÍ
	VÝKRES/TYP	
1	BOK CÍVKY	4
	0032-3-05-06-04-A	
2	ZÁKLADNA	1
	0032-3-05-06-04-A	
3	KLÍNEK	8
	0032-3-07-06-01-A	
4	KOLEČKO	4
	0032-3-08-06-01-A	
5	OSA	4
	0032-3-09-06-01-A	
6	TRUBKA	12
	PPR 100x16x2,7 mm	
7	ZÁVITOVÁ TYČ	12
	materiál: PA, délka 160 mm závit M10	
8	MATKA	24
	M10; materiál PA	
9	PODLOŽKA	24
	10; materiál PA	
10	KOLÍK	4
	5x10 mm	

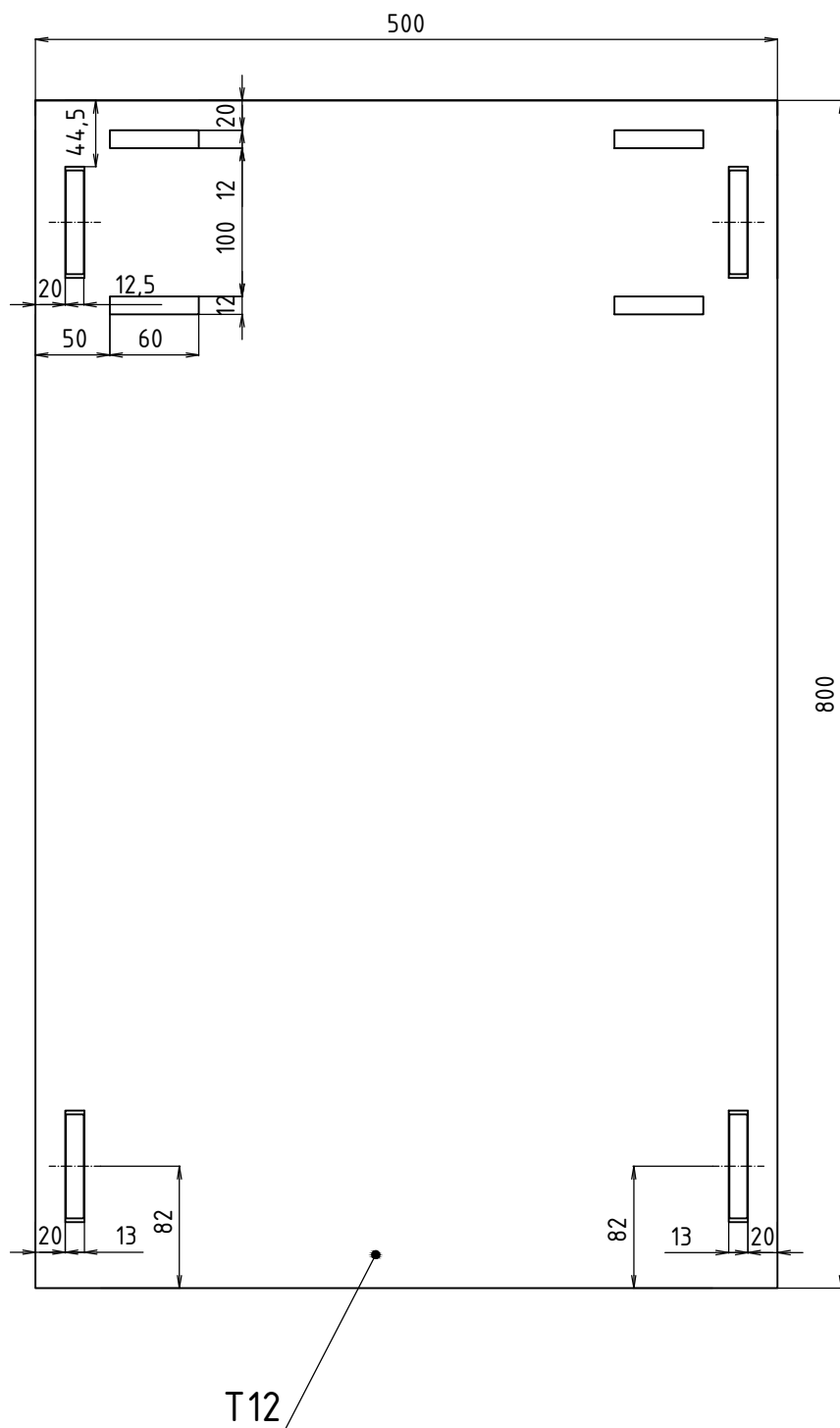


detail A:



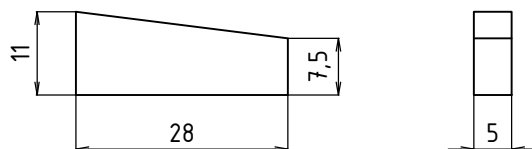
materiál: voděodolná překližka T12 bříza s fólií

VYTVŮŘIL	TOMÁNEK RADEK	DATUM	6.4.2019	MĚŘÍTKO	1:10
NÁZEV	BEZDRÁTOVÝ PŘENOS		TYP 20kW		
BOK CÍVKY – SOU					
ČÍSLO VÝKRESU			LISTŮ:	LIST:	
0032-3-05-06-04-A					



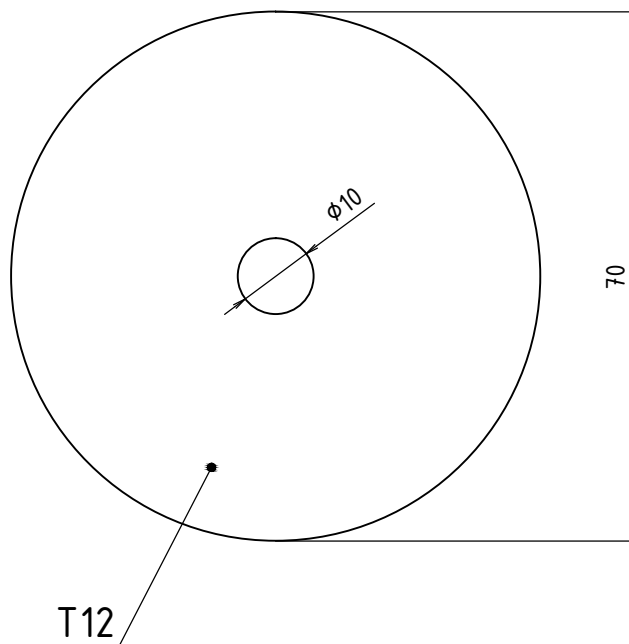
materiál: voděodolná překližka T12 bříza s fólií

VYTVŮŘIL	TOMÁNEK RADEK	DATUM	6.4.2019	MĚŘÍTKO	1:5
NÁZEV	BEZDRÁTOVÝ PŘENOS		TYP 20kW		
ZÁKLADNA – SOU					
ČÍSLO VÝKRESU			LISTŮ:		LIST:
0032-3-06-06-04-A					



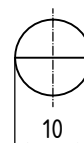
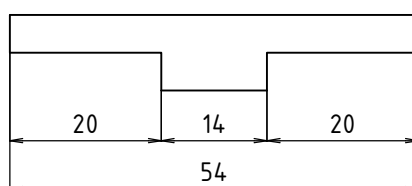
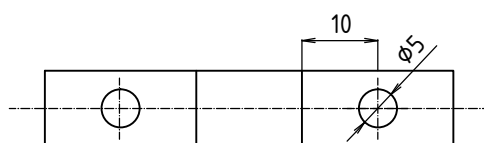
materiál: buk

VYTVORIL	TOMÁNEK RADEK	DATUM	6.4.2019	MĚŘÍTKO	1:1
NÁZEV	BEZDRÁTOVÝ PŘENOS KLÍNEK – SOU				
	TYP 20kW				
ČÍSLO VÝKRESU	0032-3-07-06-01-A		LISTŮ:	LIST:	



materiál: voděodolná překližka T12 bříza s fólií

VYTVŘIL	TOMÁNEK RADEK	DATUM	6.4.2019	MĚŘÍTKO	1:1
NÁZEV	BEZDRÁTOVÝ PŘENOS		TYP 20kW		
KOLEČKO – SOU					
ČÍSLO VÝKRESU			LISTŮ:		LIST:
0032-3-08-06-01-A					



VYTVORIL	TOMÁNEK RADEK	DATUM	6.4.2019	MĚŘÍTKO	1:1
NÁZEV	BEZDRÁTOVÝ PŘENOS		TYP	20kW	
OSA – SOU					
ČÍSLO VÝKRESU			LISTŮ:	LIST:	
0032-3-09-06-01-A					

E Přílohy - Seznam součástek

E.1 Seznam součástek řídicích obvodů

Tab. E.1: Seznam součástek modulu ŘÍDICÍ OBVODY

Označení	Hodnota	Pouzdro
C1 - C6	10u	C1210
C7	1u	C0805
C8	10n	C0805
C9	10u	C0805
C10	100n	C0805
C11	4n7	C0805
C12	10u	C1210
C13	100p 100V	C1206
C14	10n	C0805
C15	220p 100V	C1206K
C16	470p	C0805
C17 - C24	10u	C1210
D1	LL4007	SMA-DO214AC
D2	11 V	SOD80C
D3, D4	1N4148	SOD80C
D5	20 mA	LED5MM červená
D6	1N4148	SOD80C
D7	4V7	SOD80C
D8	1N4148	SOD80C
IC1	74HC14D	SO14
IC2, IC3	UCC27525	SO08
IC4	LM311D	SO08
IC5	7805DT	TO252
IC6	74HC74D	SO14
K1	HB1	B2B-XH-A
K2	HB2	B2B-XH-A
K3	15 V	B2B-XH-A
K4	CT	B2B-XH-A
K5-1, K5-2	FS1536	F061.040
L1	10uH	R0805
Pokračování na další stránce		

Tab. E.1 – poračování z předchozí stránky

Označení	Hodnota	Pouzdro
Q1	IRF7416	SO-8
Q2	IRF7413	SO-8
Q3	IRF7416	SO-8
Q4	IRF7413	SO-8
Q5	IRF7416	SO-8
Q6	IRF7413	SO-8
Q7	IRF7416	SO-8
Q8	IRF7413	SO-8
Q9	IRLL014N	SOT223
R1	15k	R1206
R2, R3	1k	R0805
R4	68k	R1206
R5	22k	R0805
R6	0R	R0805
R7	1k	R0805
R8	3k3	R1206
R9	1k	RKT6V
R10	2k5	PIHER 16 mm plast
R11	270	R0805
R12	1M	R0805
R13	4k7	R0805
R14	470	R0805
R15 – R17	1k 2W	0617/17
R18, R19	130	R0805
R20	10k	RKT6V
R21	3k3	R1206K
R22	680k	R0805
R23	220k	R0805
R24	22k	R0805
R25 – R28	4R7	R1206K
R29 – R52	1R8	0617/22
RL1	40.61	FINDER 95.15.2

E.2 Seznam součástek oddělovače budiče

Tab. E.2: Seznam součástek modulu ODDĚLOVAČ BUDIČE

Označení	Hodnota	Pouzdro
D1, D2	SB540	DO201AB
K1	HB	B2B-XH-A
R1, R2	4R7/3W	0617/22
T1, T2	BZW06-15B18V	DO15
TR1	15z:15z:15z	Lj T 2510C-CF199A

Seznam součástek v tabulce E.2 je pouze pro jeden modul ODDĚLOVAČ BUDIČE. Tyto moduly jsou ale na celém bezdrátovém přenosu 2. Proto je nutné uvažovat dvojnásobný počet součástek, než uvádí tabulka E.2.

E.3 Seznam součástek výkonové části

Tab. E.3: Seznam součástek pro CELKOVÉ ZAPOJENÍ

Označení	Hodnota	Pouzdro
C1 - C5	60 μ F K 800 V _{DC}	EPCOS
C6	56nF 1500V	TC343
C11 - C18, C21 - C28	60 nF 6 kV 60 A	DAWNCAP DTR
D1 - D6	60MT120KB	International Rectifier, 1 ks
D7-D10	DSEI2x101-12A	Ixys, 2 ks
F1, F2	230 V ~	120x120 mm
K1 - K4	2p	2,54 mm
K5	FASTON 6,3 mm	
K6	PFH03-04P	
K7	PFH03-03P	
K8	5p - 32A	
L1, L2	11z	výkres 0032-2-04-13-04-A
PS1	EPS-65-15-C	MEAN WELL
R1	10 Ω 20 W	13x13x60 mm
Pokračování na další stránce		

Tab. E.3 – poračování z předchozí stránky

Označení	Hodnota	Pouzdro
R2	330k 2W	P0613/15
R3	22k 2W	P0613/15
RZ	9,8 Ω 20 kW	
S1	3 \times 25 A	
S2	C9-4	EPM
TR3	1z:10z	Lj T 2510C-CF199A
TR4	1z:48z	Lj T 2510C-CF199A
T_xA, T_xB	SKM200GB125D	SEMIKRON
V1	Voltmetr feromagnetický	
X1	Svorkovnice šestipólová	
X2	Svorkovnice dvoupólová	

F Použité měřicí přístroje

Tab. F.1: Použité přístroje při měření parametrů uvedených v této práci

Č.	Přístroj	Typ	Poznámka
1.	LRC metr	APPA703	-
2.	Osciloskop	TEKTRONIX DPO2024	200 MHz, 1 GS/s
3.	Proudová sonda	TEKTRONIX TCP303	-
4.	Zesilovač proudové sondy	TEKTRONIX TCP300	-
5.	Výkonový analyzátor	NORMA 5000	-
6.	Proudové převodníky	LEM EA1032Z	10A / 100 mV